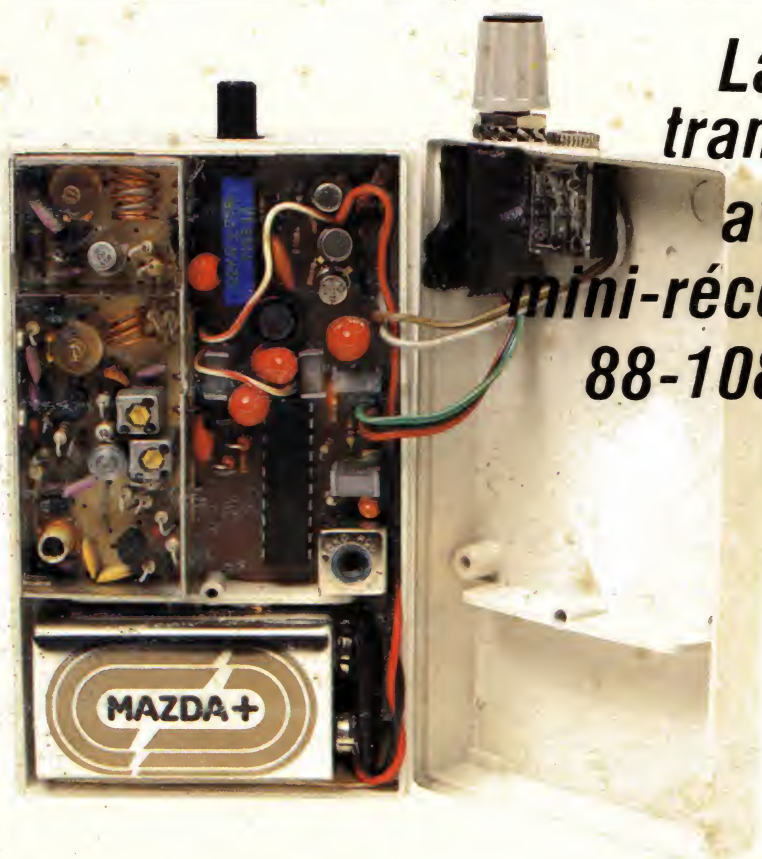


Tout sur les diodes **LED**



*La F.M.
tranquille
avec ce
mini-récepteur
88-108 MHz*

Un interphone moto



Vobulateur

Marqueur

Salves

Le GF 2

*Générateur
de fonctions*

Système d'appel sélectif sur secteur



DES AFFAIRES...



Ventilateur conique 110 V.
diam 190 et 140, haut
175 mm
Prix TTC 49 F
Port 19 F
Version cylindrique, puissance 75 W
Prix TTC 39 F Port 19 F

Soufflerie d'aspirateur



110-220 V, puissance
400 W, 2 orifices
pour aspirer et souffler
diam. 180, haut. 220 mm
Prix TTC 59 F
Port 22 F

Moteur d'aspirateur



Classique 220 V, Diam 14
Diam 11,5
Prix TTC 89 F port 20 F
110-220 V Diam 11,
Long 16
Prix TTC 99 F port 20 F

Oriental moteur



120 V, 2400 tr/min, réversible avec condensateur
12 MF. Pds 2,100 kg
Prix TTC 95 F
port & emb. 20 F

Moteurs RAGNOT



115-230 V mono, 1/6 CV,
1150 tr/min
Prix TTC 80 F
port & emb. 30 F
Moteur 1/3 de CV, 220 V
avec cond. de démarrage,
2,5 MF 450 V. Pds
3,600 kg. Dim. 13,5 x
13 cm.
Prix TTC 79 F
port 25 F

Moteur ROBBINS



115 V (50 périodes)
1400 tr/min réversible avec
cond. 8 MF
Prix TTC 80 F
port & emb. 30 F

Moteur avec réducteur
110 V, 1500 tr/min,
1/8 CV. Rédu 25 tr/min avec

Moteur pour tournebroche



220 V 2 tours minutes
Sortie en creux carré
standard pour toutes sortes
de broches
Prix 49 F port 12 F
Par 100 39 F
par 1000, nous consulter

relais coupure et frein instantané 1 seul sens
Prix TTC 89 F port 30 F

Moteur 220 V, 1/16 CV triphasé, 2930 tr/min
Prix TTC 85 F
port & emb. 30 F

Moteur 230-250 V, 1/16 CV, 1425 tr/min réversible, Pds 4 kgs
Prix TTC 85 F
Port & emb. 40 F

Moteurs sur socle

12 CV, 220-380 V
1460 tr/min. Axe 9 cm,
diam. 4 cm
Prix TTC 700 F port 160 F

16 CV, 380-660 V,
1430 tr/min. Axe 11 cm,
Diam 4,5 cm
Prix TTC 800 F port 160 F

40 CV, 220-380 V,
1470 tr/min. Axe 14 cm,
Diam 6 cm
Prix TTC 900 F port 160 F

60 CV, 380 V, 1445 tr/min
Axe 14 cm diam 6,5 cm
Prix TTC 1000 F port 160 F

Moteurs CROUZET



127 V, 5 tr/min (50 périodes) autre modèle en
25 tr/min. Pds 300 g
Prix TTC 29 F
Port 12 F

1/8 CV

220 V, 50 Hz, axe 25 mm,
diam 5 mm.
Prix TTC 89 F port 18 F

20 tr/min

sens des aiguilles d 1
montre 115-220 V, 50 Hz,
12 W
Prix TTC 69 F port 15 F

Programmeurs pour machines à laver



Type MTE 660 à 01 H
220 V
Type MIT 260 ch, 220 V
Type 900 812/490, 220 V
Type 22188 - Type 2217
Prix au choix 89 F
Port 20 F

Moteurs à flasque

10 CV, 220-380 V,
1440 tr/min. Axe 18 cm,
diam 3 cm
Prix TTC 600 F port 160 F

12 CV 220-380 V. Axe
40 cm, diam 2,5 cm
Prix TTC 700 F port 160 F

MOTEUR GEFEG



220 V, 1300 tr/min, puissance 52 W
Prix 79 F port 25 F

LOT DE 10 MOTEURS

pour le prix d'un seul



1 moteur synchro
1550 tr/min, 1/10 ch. Sortie sur poulie, 1 moteur synchro 110/220 V avec prise 18 V, 1 moteur Lesa 1/15 ch. Sortie sur poulie, 1 moteur Lesa 110/220 V 1/15 ch. Sortie sur poulie, 1 moteur miniature 2000 à 3000 tr/min 3,5 V 9 V avec régulateur transistorisé, 3 moteurs à piles Tepaz pour platine tourne disque 9 V, 2 moteurs japonais 9 V pour magnétophone avec régulation
Prix exceptionnel TTC 99 F Port 28 F

COLIS MIRACLE

- 1 transfo télé
- 2 transfo transistor BF et driver
- 2 disjoncteurs mono et tri thermiques réglables avec voyant de marche
- 2 disjoncteurs mono thermiques réglables avec voyant de marche
- 1 tuner télé classique norme française
- 1 tuner FM 88 - 108 MHz
- 1 bloc bobinage PO-GO-OC-FM avec ferrite
- 6 bobinages accord et oscillateur PO-GO-OC avec ferrite
- 1 condensateur variable 2 cages pour dito
- 2 changeurs 45 tours
- 2 changeurs 33 tours
- 2 bras de pick-up dont un avec contrepoids
- 2 cellules pick-up 33-45-78 tours
- 1 micro K7 avec arrêt marche, cordon et prise DIN
- 2 têtes de lecture K7
- 3 grilles décor aluminisées perforées
- 1 grille décor perforée plastique
- 3 potentiomètres doubles - valeurs diverses
- 2 potentiomètres simples - valeurs diverses
- 5 potentiomètres miniatures - valeurs diverses
- 1 inter va et vient avec fusibles
- 2 répartiteurs de tension avec porte fusibles
- 2 prises pour antenne Mépla FM
- 10 boutons pour radio et tuner
- 1 adaptateur octal/5 broches
- 5 supports Nova et miniatures
- 5 commutateurs poussoir pour circuit intégré Oréga
- 3 connecteurs pour circuit intégré mâle et femelle polarisés 5-6 et 7 broches
- 1 cordon spécial souple avec prise pour fer à souder ou à repasser

Prix : 99 F

Port et emballage 50 F

THEBEN TIMER



Chrono programmeur. Sans câble transformateur vos appareils élect. en automates, tous vos appareils ménagers et élect. se branchent directement sur vos prises. Programmable jusqu'à 3500 watts.

Prix 129 F TTC port 9 F

Modèle hebdomadaire idéal pour maison de campagne, Chauffage week-end, etc.

Prix 179 F TTC port 9 F

PROMO K7 ET BANDES

4 K7 C 90 MAZDA hautes performances Hifi (fabrication EMI THORN) oxyde de fer FE2 03 (normes internationales).

+ 2 bandes FONEX hifi 360 m (fabric. Thomson) sur bobine diam. 147, accrochage automatique.

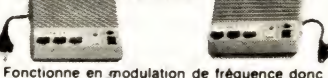
+ 1 bande FONEX idem ci-dessus 175 m sur bobine diam. 110.

Les 7 bandes : 69 F TTC port 18 F

Bande SCOTCH Dynarange hifi 365 m.

Prix 29 F TTC port 10 F

INTERPHONE SECTEUR



Fonctionne en modulation de fréquence donc aucun parasite et bruit de fond (très important pour les garde-malades), aucune installation particulière. Branchement sur une simple prise de courant et la liaison est établie d'une pièce à une autre, d'un bâtiment à un autre. Portée environ 3 km.

Bouton d'appel. Touche de blocage - Espion - permettant d'entendre sans être entendu. Idéal pour surveillance malade ou enfants.
Prix TTC 390 F la paire. Port 18 F

LAMPE MAGNETO

Chaque fois qu'il y a une coupure de courant la lampe de secours est en panne. Avec notre lampe à magnéto, sans pile ni produit chimique (aucune recharge nécessaire) vous n'êtes plus pris au dépourvu.
Prix TTC 50 F Port 10 F

LAG

RADIO PLANS

électronique

Loisirs

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général

Directeur de la Publication

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction

Jean-Claude ROUSSEZ

Rédacteur en chef

Christian DUCHEMIN

Secrétaire de Rédaction

Claude DUCROS

Courrier des Lecteurs

Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris.
Chef de publicité Mlle A. DEVAUTOUR

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droits ou ayants-causes, est illicite » (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. France : 1 an 95 F - Etranger : 1 an 135 F.

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Copyright © 1982

Ce numéro a été tiré à 101 600 exemplaires



Dépôt légal octobre 1982 - Éditeur 1015 - Mensuel paraisant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse Composition COMPOGRAPHIA - Imprimerie DULAC et JARDIN EVREUX.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

Temps



moins de deux heures de câblage

entre deux et quatre heures de câblage

plus de quatre heures de câblage.

Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle ni du raccordement du montage à son environnement.

Difficulté



Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière.

Montage nécessitant des soins attentifs.

Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire (mesures, manipulations).

Dépense



Prix de revient inférieur à 200 francs.

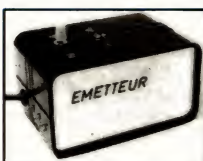
Prix de revient compris entre 200 et 400 francs.

Prix supérieur à 400 francs.

SOMMAIRE

N° 419
OCTOBRE 1982

REALISATIONS



→ **29** Mini récepteur FM →

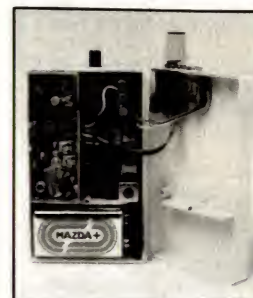
→ **35** Système d'appel sur secteur

43 Interphone moto

45 GF2: générateur BF (carte génération de salves)

83 Détecteur de gaz

87 Système de commande de ventilation pour cheminée



TECHNIQUE

→ **71** Les diodes LED

73 Mesures en BF

→ **79** Les diodes en commutation

→ **91** Le transistor à jonctions



Ce numéro comporte deux encarts numérotés:

- 19 - Eurelec
- 20 - Micro dip
- 105 - Compo kit
- 106 - Eurelec
- 61-62 - Fiches « idées »
- 63-64 - Fiches « composants »

DIVERS

82 Service circuits imprimés

96 Infos nouveautés

Ont participé à ce numéro:
P. Basso, M. Bilbille, J. Cec-
caldi, F. De Dieuleveult, P.
Gueulle, P. Patenay, J. Sa-
bourin, R. Rateau.

CIRCUITS INTEGRES

TAA		TDA	
241	25,00	600	15,00
310	22,00	610	15,00
500	3,50	750	45,00
550B	3,50	830	16,00
550C	3,50	900	15,00
611A12	17,00	910	15,00
611B12	19,00	940	5,00
611x1	18,00	940E	24,00
611C11	19,00	965	24,00
611C12	16,00	3089	24,00
621A11	21,00		
621A11	22,00	440	25,00
661B	25,00	470	28,00
790	64,00	1008	38,00
861	00,00	1022	77,00
4761	22,00	1024	15,00
120B	18,00	1028	35,00
		1034AN	24,00
		1034BN	29,00
		1037	17,00
221	14,00	1046	30,00
231	14,00	1051	30,00
331	31,00	1054	28,00
435AX5	28,00	1151	30,00
625AX5	16,00	1170	33,00
625BX5	16,00	1200	24,00
625CX5	16,00	1405	13,00
641B11	19,00	1410	24,00
641B12	22,00	1412	13,00
651	21,00	1415	13,00
790	50,00	1420	24,00
800	16,00	1510	80,00
810S	22,00	1905	35,00
810AS	22,00	2002	25,00
820M	16,00	2003	20,00
820	16,00	2004	45,00
940	50,00	2010	34,00
950	46,00	2020	37,00
		2030	30,00
		2310	18,00
		3000	35,00
		3310	25,00
		2870	28,00

CIRCUITS INTEGRES

74 LS

74LS00. 02-03-04-08-09-10-11-15-21-22-30-51-54-55-133-266	4,00	74LS. 47-48-49-193-245	13,00
74LS05. 20-26-27-28-32-33-37-38-48-73-74-76-78-109	4,50	74LS. 83-173-194-393	14,00
74LS01. 13-86-90-92-107-125-136	6,00	74LS. 157-249-251-393	14,00
74LS14. 122-123-139-221-290-365-367	8,00	74LS. 85-161-295-324	16,00
74LS32. 113-126-137-138-139-155-158-163-174-257	9,00	74LS. 156	17,00
74LS32. 164-165-175	10,00	74LS. 124	19,00
74LS. 93-95	11,00	74LS. 190-191	20,00
74LS. 151-153-192-195-240-248-258-260	12,00	74LS. 145-160-162-324	22,00
		74LS. 197	24,00
		74LS. 181-390	25,00
		74LS. 168-241-374	27,00
		74LS. 169	30,00
		74LS. 243	35,00
		74LS. 244	44,00
		74LS. 170	52,00

CIRCUITS INTEGRES C MOS

4000. 01-02-07-23-25-71-72	3,50	4008. 15-20-24-29-40-51-60-106	11,00
4009. 10-13-19-69-77-11	4,70	4035. 43-46	13,00
4027. 30-50-73	5,00	4017. 47	14,00
4009. 12-16-49	6,50	4098	18,00
4066	7,00	4076	20,00
4014. 28-44-52-53-81	9,00	40103	33,00
		4067	35,00
		4093	12,00

CIRCUITS INTEGRES TTL

7400. 01-02-03-50-60	3,00	7490. 91-96-107-123	9,00
7404. 05-25-26-27-30-32-40	3,50	7483. 492	10,00
7408. 09-10-11-16-17-51-53-72-73-74-76	4,00	7445. 46-47-48-85-175-196	14,00
86-88-121	4,00	74120. 247	15,00
7406. 07-13-20-22-37-38-78-95	5,00	74150	21,00
74151	6,00	74185	24,00
7475. 92	7,00	74181	25,00
74165. 7442-74122	14,00	7489	30,00

Digitast avec Led 20,00

TRANSFO «TOKO» - Filtrés céramiques

113 CN2 8,00 • SFJ 10,7 23,00 • SFE 10,7 8,00

QUARTZ (en MHz)

10 32 F • 10.240 80 F • 50 80 F

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL

ENVOI : Franco 30 F en T.P.

Au magasin 20 F

NOM :

ADRESSE :

R. PLANS, KITS COMPLETS

Des montages livrés avec C.I.

Liste des réalisations disponibles contre enveloppe timbrée portant nom, adresse

EL 402 A	Micro-émetteur HF	240 F	EL 414 B	Préampli R.I.A.A. 2310	130 F
EL 402 B	Micro HF Hi-Fi	78 F	EL 414 C	Préampli R.I.A.A. FET	70 F
EL 403 A-403 B	The musical box	300 F	EL 414 D	Adaptateur 2310	80 F
EL 403 C-403 D	Ampli turbo 2 x 25 W	1 900 F	EL 414 E	Adaptateur 772	45 F
	complet avec châssis		EL 414 F	Alimentation +	65 F
EL 404 B ou C	(automobile) ou (train)	120 F	EL 414 G	Alimentation -	55 F
	Thermostat électronique	220 F		Préampli TURBO complet série 2310	
EL 406 A	Capacimètre	520 F		avec châssis percé sérigraphié, prises boutons visserie	1200 F
	Feux de bois électron	310 F	EL 414 H	Géné. de fonction (platine)	420 F
EL 406 B - C - D	Alimentation Citizen Band 5 A 540 F		EL 414 I	Géné. de fonction (alim.)	210 F
	Alimentation Citizen Band 10 A 700 F		EL 415 A	Capacimètre 3 digits	108 F
EL 407 C	Egaliseur 10 fréquences	890 F	EL 415 B	Géné d'impulsions	300 F
EL 408	Analyseur de spectre B F	860 F	EL 415 C	Correcteur 772	106 F
EL 409 A - B	Stimulateur 40 V	270 F	EL 415 D	Inverseur	55 F
EL 410	Récepteur FM complet	270 F	EL 415 E	Ampli de sortie	65 F
	Voltmètre digital 999 points	214 F	EL 416 A	Alimentation complète	950 F
EL 412 A et B	Micro émetteur HF	485 F	EL 416 B	Alimentation de polarité	65 F
EL 412 C-D-E	Récepteur VHF 27 MHz	280 F	EL 417 A	Récepteur FM 88/108 synthétisé	900 F
EL 413 A	Micro ordin. domestique	1420 F	EL 417 B	Tout le matériel disponible y compris les circuits imprimés.	
EL 413 B	Chrozoome	660 F		Nous consulter.	
EL 413 C	Alimentation CB	220 F	EL 417 C	Break Beep	145 F
EL 413	Base de temps	120 F	EL 417 D	Allumage électronique	790 F
	Millivoltmètre	200 F	EL 418 A-B-C	Tête d'ampli	900 F
	Modulateur	400 F	EL 418 D	Télécom. et affich. Tuner	900 F
	Super manip. + boîte connexions	590 F	EL 418 E	GF2 universel	550 F
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	100 F		Ampli RPG 50	980 F

C.I. SPECIAUX POUR MONTAGES «RP»

7038-7209	45,00	9368	23,00	BF 905	16,00	120FSE	65,00
7205	165,00	μA 771	29,00	AY3 2270	150,00	BDV64B	25,00
7217	150,00	μA 771	8,00	AY5 1013	75,00	BDV65B	23,00
7555 μ	13,00	μA 796	15,00	AY 1350	130,00	BDW51C-52C	21,00
8038	65,00	μA 431	6,00	SO 41P	25,00	HEF 4750	200,00
8063	67,00	BDX 87C. 88C	22,00	SO 42P	17,00	HEF 4751	200,00
SABO600	40,00	BDX 64	28,00	SO 258	36,00	HEF 4754	00,00
TMS 1122	110,00	BDX 65	26,00	MC 145151	128,00	TSM1000	100,00
76477	44,00	S 89	180,00	M 253	140,00	MCS 2400	22,00

CA		CIRCUITS INTEGRES DIVERS		CR	
3045-46	48,00	LM - 311	8,70	200	36,00
3060	24,00	317 K-LM 394	42,00	14082	3,60
3084	38,00	322	44,00	14433	120,00
3089	25,00	323	78,00	1508 L8	133,00
3130	17,00	324	10,60	74C	
3161	20,00	326-339	24,00	14503	8,80
3189	56,00	349	17,00	14510	9,22
3080	9,00	358	9,40	14511	16,00
3086	9,00	377	32,00	14514	62,00
3094-14017		378	28,00	14518	14,00
14029	18,00	380 8 p.	16,00	14520	13,00
3140-XR 2203	20,00	380 14 p.	25,00	14528	30,00
3162	70,00	381	24,00	14543	19,00
		382	14,00	14553	42,00
		387	19,00	14566	18,00
		391 N 60 - LM 310	65,32	14575	10,00
		LM 2907	22,00	80C-97	9,80
		391 N 80 319	26,00	81LS95	25,00
		399	25,00	82S23	36,00
		555	6,00	75492	19,00
		556-LM 386	10,00	LM10C	70,00
		564-565	14,00	PBW 34	25,00
		567	18,00	M 85 10 K	85,00
		379	66,00	XR-2206	48,00
		383	28,00	2207	40,00
		387-318	19,00	8216	319,00
		723	8,00	AY-10212	115,00
		741	3,50	1/1320	135,00
		747	14,00	180/25002	34,00
		748	8,00	110SAA1004	34,00
		566	27,00	S 576 B	45,00
				14082	3,60
				14433	120,00
				14503	8,80
				14510	9,22
				14511	16,00
				14514	62,00
				14518	14,00
				14520	13,00
				14528	30,00
				14543	19,00
				14553	42,00
				14566	18,00
				14575	10,00
				80C-97	9,80
				81LS95	25,00
				82S23	36,00
				75492	19,00
				LM10C	70,00
				PBW 34	25,00
				M 85 10 K	85,00
				XR-2206	48,00
				2207	40,00
				8216	319,00
				AY-10212	115,00
				1/1320	135,00
				180/25002	34,00
				110SAA1004	34,00
				S 576 B	45,00
				14082	3,60
				14433	120,00
				14503	8,80
				14510	9,22
				14511	16,00
				14514	62,00
				14518	14,00
				14520	13,00
				14528	30,00
				14543	19,00
				14553	42,00
				14566	18,00
				14575	10,00
				80C-97	9,80
				81LS95	25,00
				82S23	36,00
				75492	19,00
				LM10C	70,00
				PBW 34	25,00
				M 85 10 K	85,00
				XR-2206	48,00
				2207	40,00
				8216	319,00
				AY-10212	115,00
				1/1320	135,00
				180/25002	34,00
				110SAA1004	34,00
				S 576 B	45,00
				14082	3,60
				14433	120,00
				14503	8,80
				14510	9,22
				14511	16,00
				14514	62,00
				14518	14,00
				14520	13,00
				14528	30,00
				14543	19,00
				14553	42,00
				14566	18,00
				14575	10,00
				80C-97	9,80
				81LS95	25,00
				82S23	36,00
				75492	19,00
				LM10C	70,00

Un récepteur FM de poche



Il existe de nombreux micros HF fonctionnant dans la bande FM réservée à la radiodiffusion 88 - 108 MHz. Associé à un récepteur classique on établit ainsi une liaison jusqu'à quelques dizaines de mètres. Si le récepteur est fixe l'émetteur ne peut se déplacer que dans une circonférence dont le rayon maximal est égal à la portée maximale. Avec ce mini récepteur alimenté par une pile de 9 V traditionnelle le champ d'action s'élargit, autorisant ainsi des enregistrements de foule, ou la sonorisation de films sans avoir recours à de longues perches et câbles de liaison encombrants.

Bien entendu ce récepteur peut tout simplement être employé pour profiter des nombreuses émissions encombrant la bande FM. En effet, bien que dix-huit fréquences aient été attribuées officiellement à certains radio privées, toutes continuent leurs émissions et l'on compte toujours sur la bande une cinquantaine d'émissions plus ou moins audibles, ce récepteur sera le complément du maintenant traditionnel walkman, avec les mêmes écouteurs.

Le schéma synoptique du récepteur est représenté à la figure 1. Les signaux HF sont reçus par l'antenne et appliqués à l'entrée correspondante du sélecteur HF. Ce sélecteur est un module RTC portant la référence PL 570 probablement destiné aux autoradios. La sensibilité est excellente, voisine du microvolt, mais limitée par l'antenne que nous avons adoptée : un brin conducteur de quelques dizaines de centimètres.

Ajoutons que ce module de très faibles dimensions 65×25×12 (mm) associé à une implantation des composants, du discriminateur et de l'amplificateur BF dense, permet d'obtenir un récepteur de dimensions très réduites. Les signaux HF sont donc recueillis par l'antenne et amplifiés par l'amplificateur RF avant d'être appliqués au mélangeur qui reçoit en outre le signal provenant de l'oscillateur local.

La fréquence de l'oscillateur local est plus élevée que la fréquence à recevoir, ce qui donne :

$$f_{OL} = f_{REC} + f_i$$

f_i représente la fréquence intermédiaire valant 10,7 MHz.

Le signal à fréquence intermédiaire, résultant du mélange des signaux reçu et du signal d'oscillateur local sort du mélangeur pour être amplifié de manière sélective. Il ne reste alors qu'à connecter un discriminateur de fréquence et un amplificateur basse fréquence pour disposer du signal audio. Ce rôle a été confié à un circuit intégré assumant la triple fonction : discriminateur, démodulateur AM et amplificateur BF, le LM 1868 N National Semicon-

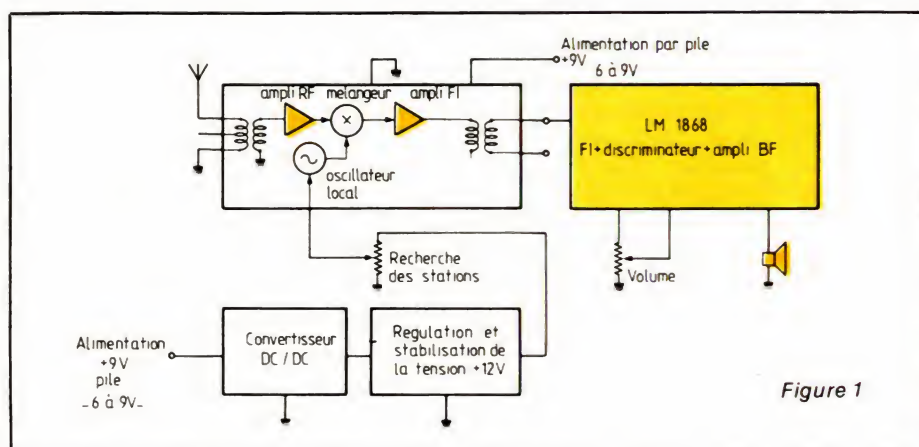


Figure 1

ducteur. Les circuits destinés à la modulation d'amplitude ne seront donc pas utilisés.

Remarquons que le sélecteur RTC PL 570 doit être alimenté par une source de tension de 12 V et qu'à priori cela semble incompatible avec la tension d'alimentation de 9 V non stabilisée que délivre une pile.

Le fonctionnement reste pratiquement inchangé en ce qui concerne les étages amplificateurs et mélangeurs mais la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur local étant fonction de la tension appliquée à l'entrée de commande et donc aux diodes Varicap, il est impératif de disposer de 12 V si l'on veut balayer toute la gamme FM.

Il est relativement aisé de calculer la limitation de la fréquence reçue avec les grosses approximations que nous avons adoptées. Supposons que pour une tension de commande de 0 V la fréquence reçue vaille 88 MHz, que pour 12 V elle vaille



108 MHz et que la fonction soit parfaitement linéaire. Si la tension de commande est limitée à 9 V il sera impossible de recevoir les stations dont la porteuse est supérieure à 103 MHz.

Le nombre de stations à recevoir entre 103 et 108 MHz étant faible on peut penser simplifier le récepteur et se limiter à 9 V donc 103 MHz. Cette solution peut être adoptée mais elle est mauvaise car la tension issue de la pile est en perpétuelle évolution, et le réglage, donc l'accord sur une station devra être corrigé à chaque fois que la tension délivrée par la pile changera d'une manière notable.

Dans ce cas, il faut stabiliser la tension à environ 6 V et la plage d'accord n'est plus 88-103 mais 88-98.

Nous avons donc opté pour une solution qui est certainement un peu plus complexe techniquement mais qui n'amène aucune limitation : un convertisseur fournissant 12 volts stabilisés.

Ce convertisseur doit comporter le plus faible nombre possible de composants, avoir une consommation minimale et pouvoir débiter les quelques micro-ampères nécessaires à la polarisation des diodes Vari-caps.

Le circuit LM 1868 N National Semiconducteur

Bien que les circuits internes destinés à la réception des signaux modulés en amplitude ne soient pas utilisés, nous les décrivons tout de même. Cette description permettra aux lecteurs intéressés d'adapter ce circuit à leurs besoins ; il est d'autre part nécessaire de connaître le fonctionnement de ces circuits, même s'ils ne sont pas utilisés, car certaines entrées ne peuvent pas rester en l'air sans entraver le fonctionnement global.

Le schéma synoptique du circuit intégré est représenté à la figure 2.

La section modulation d'amplitude

Cette section comporte : un étage mélangeur, un oscillateur local, un amplificateur de fréquence intermédiaire, un démodulateur-détecteur d'enveloppe, les circuits de contrôle automatique de gain commandant le gain du mélangeur et le circuit de

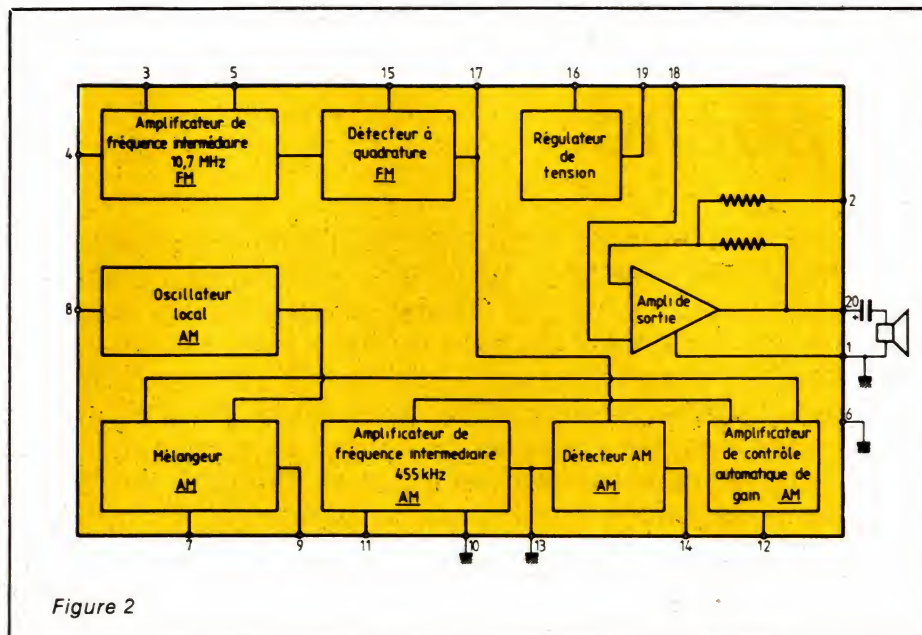


Figure 2

commutation qui invalide les circuits AM en position FM. Les signaux en provenance de l'antenne sont envoyés, par l'intermédiaire d'un condensateur, sur la broche 7 : entrée du mélangeur. Cet étage est un amplificateur à transistor monté en émetteur commun qui commande un étage différentiel recevant en outre les signaux issus de l'oscillateur local.

En absence de commande automatique de gain le courant traversant le mélangeur vaut $330 \mu\text{A}$. Dès que la commande automatique de gain est appliquée le courant décroît et le gain suit la même loi ; en outre l'impédance d'entrée diminue et les signaux sont réduits dès leur apparition sur l'entrée.

Le différentiel, dont une sortie est à la broche 8, est chargé par un circuit LC et génère le signal d'oscillateur local. Les résistances de polarisation sont fixées par le constructeur de manière à ce que l'impédance vue de la broche 8 soit négative.

La fréquence d'oscillation est alors déterminée par les caractéristiques du circuit LC. L'amplitude crête à crête du signal d'oscillateur local V exprimée en millivolts se calcule en appliquant la relation :

$$V = 300 \cdot \frac{R \times 8,2}{R + 8,2}$$

où R représente la valeur ohmique de l'impédance connectée à la broche 8, exprimée en $k\Omega$.

Le signal de fréquence intermédiaire traverse le filtre céramique et est ensuite appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Le signal présent à la broche 11 est donc amplifié par

deux étages à transistors montés en émetteur commun dont le gain est automatiquement contrôlé. Le signal traverse l'étage de sortie et est disponible à la broche 13.

La polarisation est faite de manière à ce que le courant dans les deux premiers étages soit donné par la différence entre une source de courant de référence de $250 \mu\text{A}$ et la tension appliquée à la broche 12. Lorsque la tension de seuil de la CAG est atteinte, le transistor darlington devient passant et le courant dans les deux premiers étages diminue, réduisant ainsi le gain dans les étages amplificateurs. Le courant d'alimentation est donc commandé par les circuits de CAG. Lorsque le courant atteint $30 \mu\text{A}$, ce qui correspond à une réduction du gain de 30 dB, le courant dans la ligne d'alimentation du mélangeur commence à diminuer. L'impédance d'entrée décroît alors avec le courant d'alimentation.

Le signal de fréquence intermédiaire est démodulé par un condensateur qui n'est chargé que par un transistor. Le transistor n'absorbant que le courant de base, la consommation du détecteur est excessivement faible. La sortie du démodulateur AM est sommée avec la sortie du discriminateur à la broche 17. Les signaux BF seront filtrés et amplifiés avant d'être appliqués au haut-parleur ou à l'écouteur. Bien que la commutation AM/FM soit automatique, il est nécessaire de connecter les broches 10 et 13 du circuit intégré à la masse. Si ces broches restent en l'air le circuit accro-

che et la consommation avoisine 100 mA. En fonctionnement normal la consommation ne dépasse pas 30 mA.

La section modulation de fréquence

La section FM est composée d'un amplificateur de fréquence intermédiaire regroupant lui-même six étages amplificateurs pilotant le discriminateur : détecteur à quadrature. Quatre des amplificateurs sont identiques, du 2^e au 5^e, le premier étage fonctionne avec un courant plus élevé de manière à réduire le bruit (1,75 mA dans le premier différentiel et 300 μ A dans les 2^e, 3^e, 4^e, et 5^e étage). Le dernier étage dont l'alimentation peut être commutée lorsque l'on choisit la modulation d'amplitude, fonctionne lui aussi avec un courant de polarisation plus élevé.

Le potentiel des collecteurs du détecteur à quadrature est décalé de

manière à ce que la charge qui leur est connectée reçoive une tension provenant d'une alimentation stabilisée interne.

Le régulateur interne, du type série, procure les tensions de polarisation aux divers circuits. Grâce à l'emploi d'un transistor PNP, la chute de tension aux bornes du régulateur ne dépasse pas quelques centaines de millivolts, ceci sans entraver le fonctionnement de la régulation.

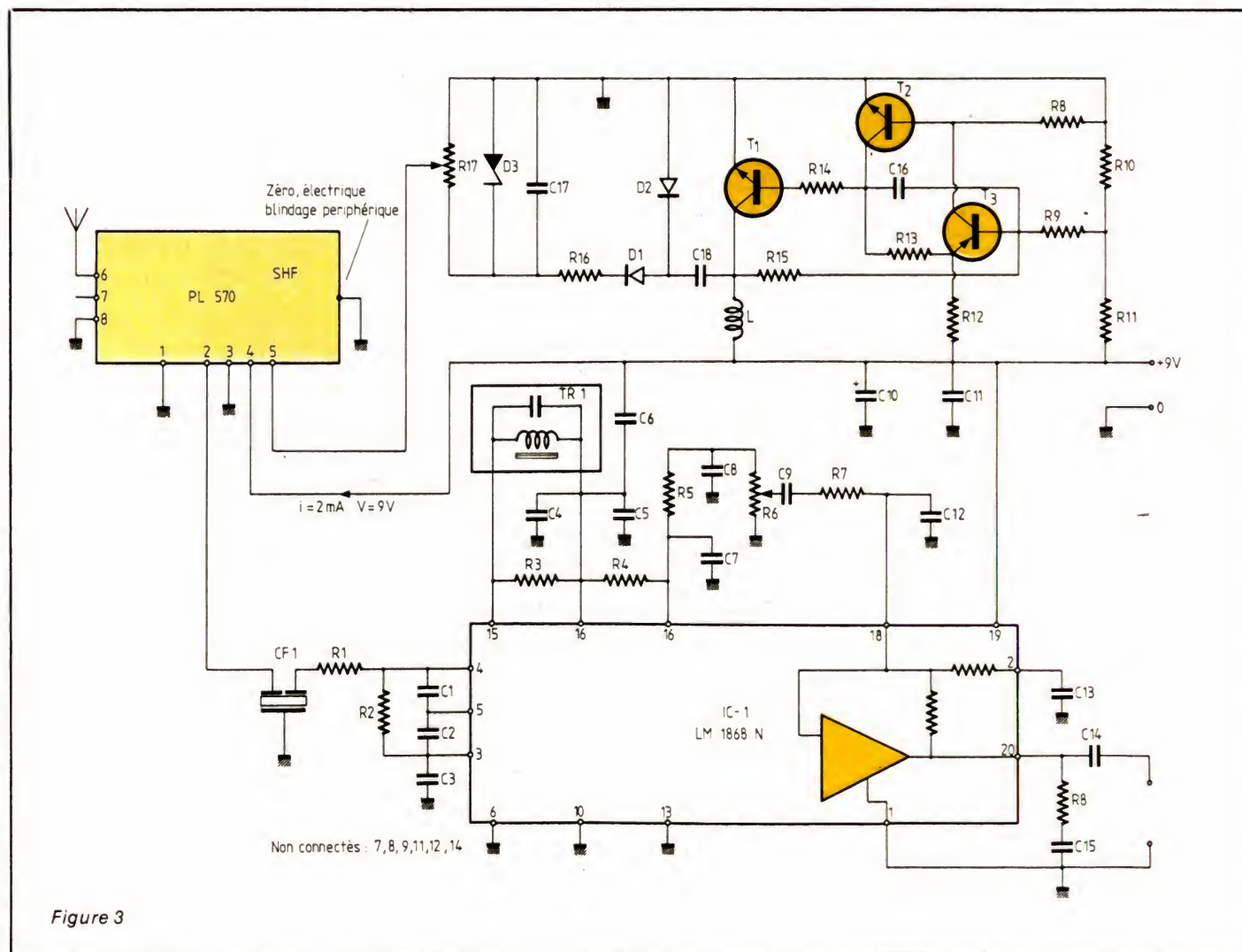
L'amplificateur audio

Le gain en tension de cet amplificateur vaut 120 et est fixé par deux résistances internes. La bande passante est réduite dès que l'on fonctionne en modulation d'amplitude de manière à limiter le bruit. La réduction de la bande passante est automatique dès que l'on sélectionne la modulation d'amplitude et s'opère par réduction du courant dans les étages d'entrée.

Réalisation du récepteur

Le schéma électrique du mini-récepteur FM est donné à la figure 3. La borne 1 du sélecteur HF, commande automatique de fréquence est reliée à la masse, le circuit NS LM 1868 N ne délivrant aucune information permettant un asservissement de la fréquence de l'oscillateur local. La fréquence intermédiaire à 10,7 MHz est disponible sous forme symétrique — sortie de transformateur — entre les bornes 2 et 3. Le signal est transmis au filtre céramique CSFE puis appliqué à l'entrée de l'amplificateur limiteur : broche 4. Le détecteur à quadrature fonctionne avec un transformateur TOKO connecté entre les broches 15 et 16 du circuit. Le signal basse fréquence disponible à la broche 17 est appliqué au potentiomètre de volume, puis à l'amplificateur et finalement à l'écouteur.

Avec une alimentation de 9 V, et un écouteur ou haut-parleur de 8 Ω la



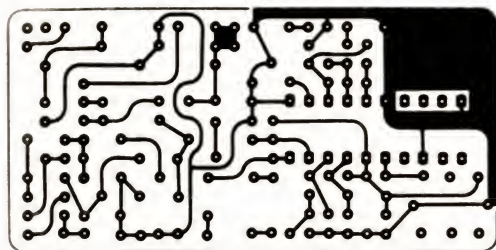


Figure 4

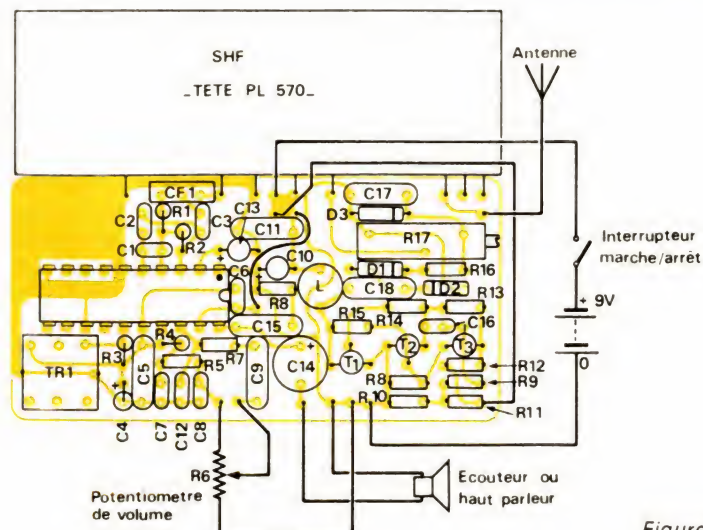


Figure 5

puissance maximale vaut 700 mW pour 10 % de distorsion.

Ce taux de distorsion redescend à 0,2 % à 50 mW.

Dans ces conditions, on ne peut parler de caractéristiques Hi-Fi mais ce n'est pas précisément le but recherché. Malgré cela la bande passante est honorable : 22 kHz pour une puissance de sortie de 50 mW. Les circuits amplificateurs RF et FI et le mélangeur sont alimentés par la tension provenant de la pile appliquée à la broche 4 du sélecteur PL 570. La broche 4 reçoit une fraction de la tension stabilisée obtenue par le convertisseur. Le potentiomètre R 18 permet de doser cette fraction et constitue l'élément d'accord.

Le convertisseur est constitué d'un oscillateur : T₁, T₂, T₃, l'énergie emmagasinée dans la self L est restituée à travers les diodes D₁, D₂, au circuit R₁₆, D₃, R₁₅, C₁₇.

La tension stabilisée aux bornes de D₃ vaut 12 V.

Le circuit imprimé dont le tracé des pistes est représenté à la figure 4 et l'implantation des composants à la figure 5 a été dessiné de manière à ce qu'il n'y ait aucun accrochage. En effet la masse du condensateur C₁₃ doit impérativement retourner à la

masse signal : broche 3 du sélecteur HF, les condensateurs C₆ et C₁₀ doivent être reliés par des connexions aussi courtes que possible. Le transformateur ou plutôt enroulement du transformateur — utilisé par le détecteur à quadrature et les circuits d'entrée doivent être séparés les uns des autres autant que possible.

Pour la sortie basse fréquence, il n'y a pratiquement pas de problème si les masses du potentiomètre de volume et le pôle négatif du condensateur C₁₃ reviennent au même point.

Le réseau R₂, C₁₅ sera placé le plus près possible du circuit intégré. De manière à miniaturiser le récepteur et le loger dans un boîtier plastique de marque : Strapu, ayant un compartiment réservé pour une pile plate 9 V standard, certaines résistances sont montées debout et l'on utilise des condensateurs au tantale ou à l'aluminium solide, mais bien sûr, aucun condensateur chimique. Le circuit imprimé est de très faibles dimensions 65×32 mm et se place à côté du sélecteur HF, les sorties de celui-ci étant connectées au circuit directement sur le bord.

Pour alimenter le sélecteur, il sera nécessaire de relier sa masse méca-

nique au zéro électrique présent sur le circuit imprimé.

L'enroulement d'antenne étant symétrique, la broche 8 sera reliée au zéro et l'antenne à la broche 6.

Le schéma d'entrée d'antenne est représenté à la figure 6 et le repérage des sorties du sélecteur à la figure 7.



Essais et réglage

On connectera, pendant la période d'essai, le récepteur à une source d'alimentation stabilisée. Cette manipulation évite les doutes — la pile-est-elle encore bonne ? — en période de mesure ou de réglage. Sur une pile « fatiguée » dont la résistance interne augmente, on note des accrochages normaux de la BF.

On vérifiera le fonctionnement du convertisseur et on mesurera la tension aux bornes du potentiomètre de

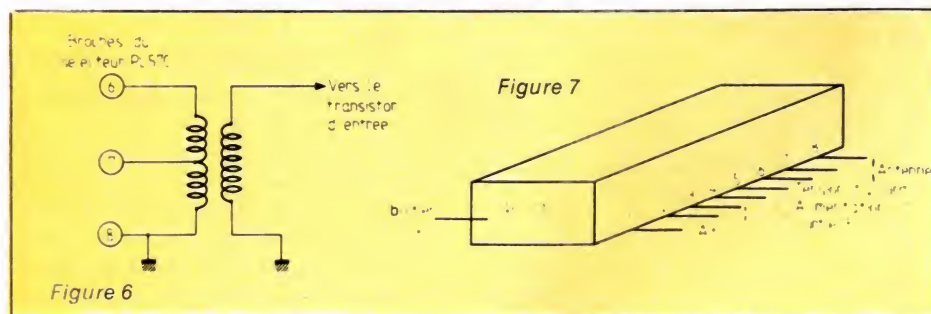


Figure 6

Figure 7

réglage R 17. Si cette tension est satisfaisante, on recherchera l'accord sur une station et « à l'oreille » on ajustera le noyau de TR₁.

Le trimmer multitours pourra être remplacé par un potentiomètre dont l'axe, solidaire d'un bouton, dépasse à l'extérieur, à condition que celui-ci soit miniature et multitours. L'accord est quasiment impossible avec un potentiomètre courant.

La maquette est équipée d'un pot TOKO de référence KACS 6186 PPF mais le transformateur 34 342 TOKO, beaucoup plus courant, convient parfaitement pour cette application.

Pour ces deux types de transformateur, l'enroulement comportant le plus grand nombre de spires est accordé par un condensateur interne, et c'est cet enroulement qui devra être relié aux broches 15 et 16 du circuit LM 1868 N NS.

Conclusion

Nous espérons que ce récepteur miniature vous rendra les plus grands services, associé à un des émetteurs déjà décrits, pour vos prises de son Super 8 ou vidéo. Sinon, il trouvera, nous en sommes sûrs, la place dans votre poche en tant que suppléant de votre walkman.

F. DE DIEULEVEULT



Nomenclature

Résistances 1/8 W 5 %

R₁ : 150Ω
R₂ : 150Ω
R₃ : 6,8 kΩ
R₄ : 10 kΩ
R₅ : 1 kΩ
R₆ : 47 kΩ potentiomètre
R₇ : 3,3 kΩ
R₈ : 4,7 Ω
R₉ : 6,8 kΩ
R₁₀ : 33 kΩ
R₁₁ : 15 kΩ
R₁₂ : 390Ω
R₁₃ : 390Ω
R₁₄ : 1,8 kΩ
R₁₅ : 15 kΩ
R₁₆, R₁₇ : 22 kΩ 10 tours

Condensateurs

C₁ : 100 pF céramique
C₂ : 10 nF céramique
C₃ : 10 nF céramique
C₄ : 10 μF/10 V tantale goutte
C₅ : 0,1 μF MKH mylar
C₆ : 22 nF MKH mylar
C₇ : 4,7 nF céramique
C₈ : 4,7 nF céramique
C₉ : 0,1 μF MKH mylar
C₁₀ : 100 μF/10 V tantale goutte
C₁₁ : 0,1 μF MKH mylar
C₁₂ : 1 nF céramique
C₁₃ : 100 μF/10 V tantale goutte
C₁₄ : 100 μF/10 V tantale goutte
C₁₅ : 0,1 μF MKH mylar
C₁₆ : 1 nF céramique

Semi-conducteurs

T₁ : 2 N 2222
T₂ : 2 N 2222
T₃ : BC 179 B
D₁, D₂ : 1 N 4148
D₃ : Zener 12 V/400 mW

Circuit intégré

IC₁ : LM 1868 N

Divers

Sélecteur HF RTC : PL 570
CF₁ : Filtre céramique 10,7 MHz
TOKO CSFE
TR₁ : KACS 6186 PPF TOKO ou 34342 TOKO
L : 10 mH TOKO
Coffret Strapu
Embase jack 3,5.

L'oscilloscope sans complexe. Metrix



OX 710
3190F TTC.

La question est souvent posée : peut-on envisager un oscilloscope d'un certain niveau de performances sans mettre en péril son portefeuille ?

Metrix en fait une démonstration avec le OX 710.

D'abord c'est un "Metrix" dans lequel on retrouve toute l'expérience d'une marque habituée, dans tous ses appareils, à la précision, à la qualité et à la fiabilité.

De plus, son équipement et ses fonctions sont au-dessus de ce qu'on peut trouver habituellement dans cette

gamme de prix :

- tube de 12 cm de diamètre,
- 2 voies passant plus de 15 MHz,
- sensibilité de 5 mV/cm à 20 V/cm,
- balayage jusqu'à 0,2 μ s/cm.

L'oscilloscope OX 710 a toutes les qualités des appareils professionnels, en particulier la stabilité de sa synchronisation et un testeur de composants incorporé.

Mais toutes ces performances, parmi les meilleures de sa catégorie, il ne les fait pas payer trop cher.

metrix

la puissance industrielle et la mesure.

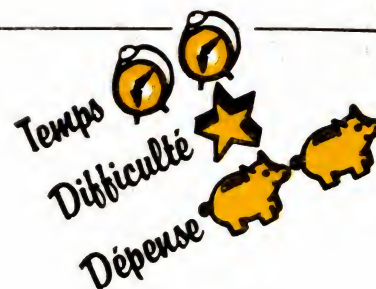


ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix
Chemin de la Croix-Rouge
BP 30 F 74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52.81.02 Téléc : 385 131.

Agence de Paris :
157, rue des Blains
BP 124 F 92220 Bagneux Cedex
Tél. 664.84.00 - Téléc : 202 702.

Systeme d'appel sonore à liaison secteur



Ceux d'entre vous qui habitent un pavillon se sont peut-être déjà trouvés devant des problèmes de communication entre certaines pièces éloignées, un premier étage et une cave ou un petit local isolé de l'habitation principale. A la condition que ces pièces soient reliées à votre installation électrique, le petit montage que nous vous proposons ici est susceptible de vous rendre d'appréciables services. Sans être un interphone secteur, ce qui en aurait compliqué le schéma et n'était pas notre but, cette réalisation permet d'envoyer une information à 100 kHz superposée au 50 Hz par l'intermédiaire d'un émetteur simple, qu'un récepteur mobile convertit en signal sonore. Une réalisation complémentaire présentée également dans cet article, permet de capter les sonneries d'un téléphone et de les retransmettre jusqu'à l'endroit où est branché votre récepteur.

Ce montage est simple, économique et de mise en œuvre aisée, il vous sera facile de l'adapter à vos besoins particuliers.

Principe utilisé

Pour piloter un multivibrateur à distance grâce au secteur, il faut superposer à celui-ci une tension HF, qui seule déclenchera le dispositif. On dispose donc d'un émetteur, poste maître, qui envoie au moyen d'un bouton poussoir du 100 kHz sur le secteur.

A la réception nous avons un ampli HF, suivi d'un voyant, puis un

oscillateur qui pilote un haut parleur via un transistor. Il est évident que le montage doit être insensible aux parasites, et vous verrez qu'ils sont nombreux !

L'émetteur

Son schéma est visible à la figure 1. Il peut se scinder en deux parties : l'oscillateur et la partie « Puissance ».

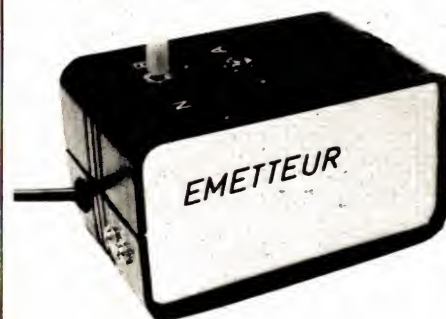
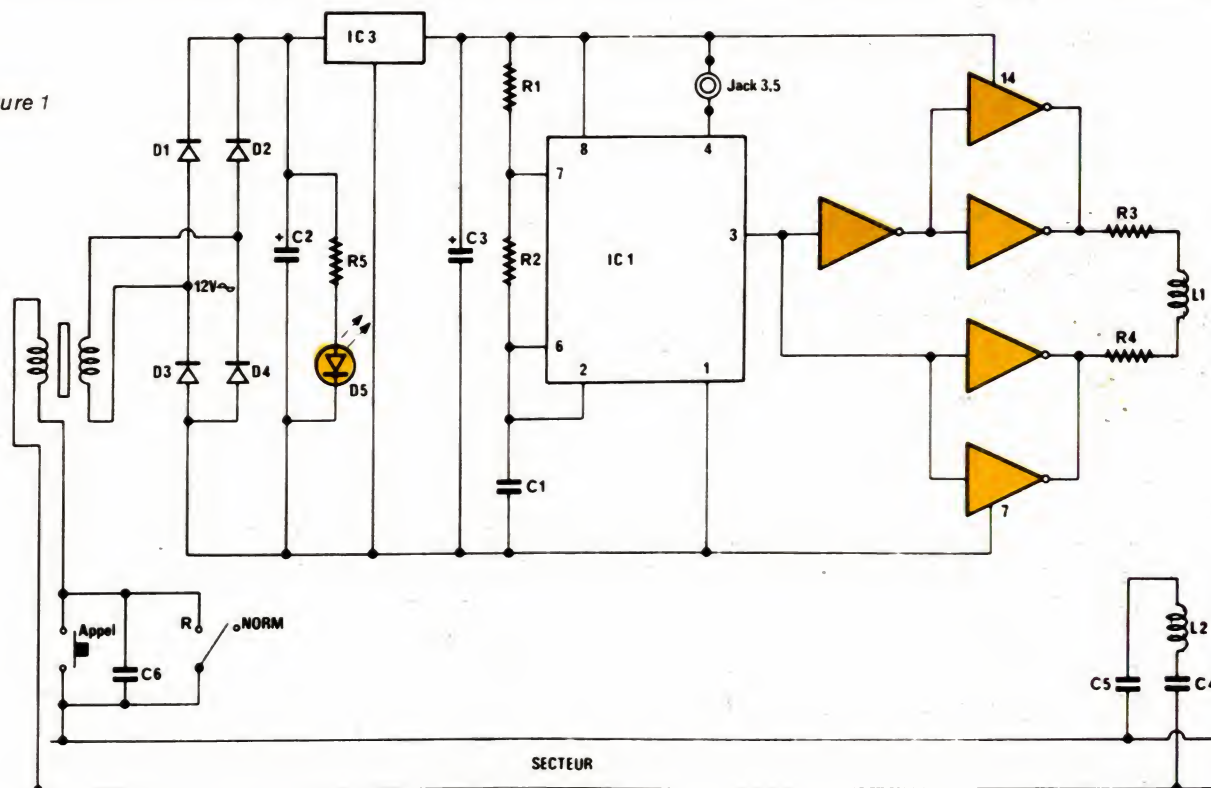


Figure 1



Pour plus de simplicité, l'oscillateur sera réalisé autour d'un NE 555. Nous ne reviendrons pas sur son fonctionnement qui a fait l'objet de maintes descriptions dans cette revue. Nous nous limiterons à rappeler que $T = 0,693 (R_A + 2 R_B)$. Ici, nous travaillons aux alentours de 100 kHz.

La partie puissance utilise un circuit intégré MOS, contenant 6 buffers, le CD 4069B. Nous attaquons la bobine avec des crénaux en opposition de phase pour obtenir une puissance supérieure.

La sortie du NE 555 (broche 3) est inversée, puis alimente deux tampons montés en parallèle. De même pour l'autre moitié du circuit qui prélève directement 6 signaux en 3. Nous avons bien des signaux en opposition de phase. En sortie, nous trouvons deux résistances de 82Ω qui limitent le courant de sortie à une valeur raisonnable (6,8 mA max.). La bobine est de réalisation aisée

comme pourront en témoigner les lignes qui suivent. Les capacités C_4 et C_5 stoppent le 50 Hz et laissent passer le 100 kHz. Leur impédance à 100 kHz est de :

$$Z = \frac{1}{2\pi F C} \approx 159\Omega$$

alors qu'elle est de 320 k Ω à 50 Hz.

Réalisation de la self

Qu'elle soit réalisée pour l'émetteur ou pour le récepteur, elle doit présenter des caractéristiques similaires. Nous savons que les bobines sont les « bêtes noires » des amateurs. Cependant, notre self a été conçue pour être de fabrication simple et à la portée de n'importe quel amateur. Cette self a été bobinée sur un mandrin Lipa de diamètre 8 mm en procédant de la façon suivante :

— se munir de fil de cuivre isolé de diamètre 0,4 mm, environ (l'auteur a

réalisé la sienne avec du fil de transformateur...);

— bien gratter l'émail au début du fil de cuivre. Puis, immobiliser ce fil avec du ruban adhésif, en le laissant dépasser de 3 cm du mandrin. Ensuite, bobiner 30 spires en vrac sur une longueur de 1 cm en repérant le sens de bobinage. A la trentième spire, sortir 3 cm de fil et le bloquer comme précédemment. Torsader les deux fils obtenus. N'oubliez pas de gratter l'émail de ce fil. Recommencer de manière similaire pour le deuxième bobinage (le même sens) en prenant soin d'isoler le second enroulement du premier par une couche de papier. Voilà, ce n'est pas très complexe. Pour plus de renseignements, on se rapportera à l'article paru dans notre numéro 413 qui traite de la réalisation et du calcul des bobines. Cependant, pour plus de clarté, nous avons représenté les étapes du bobinage en figure 2.

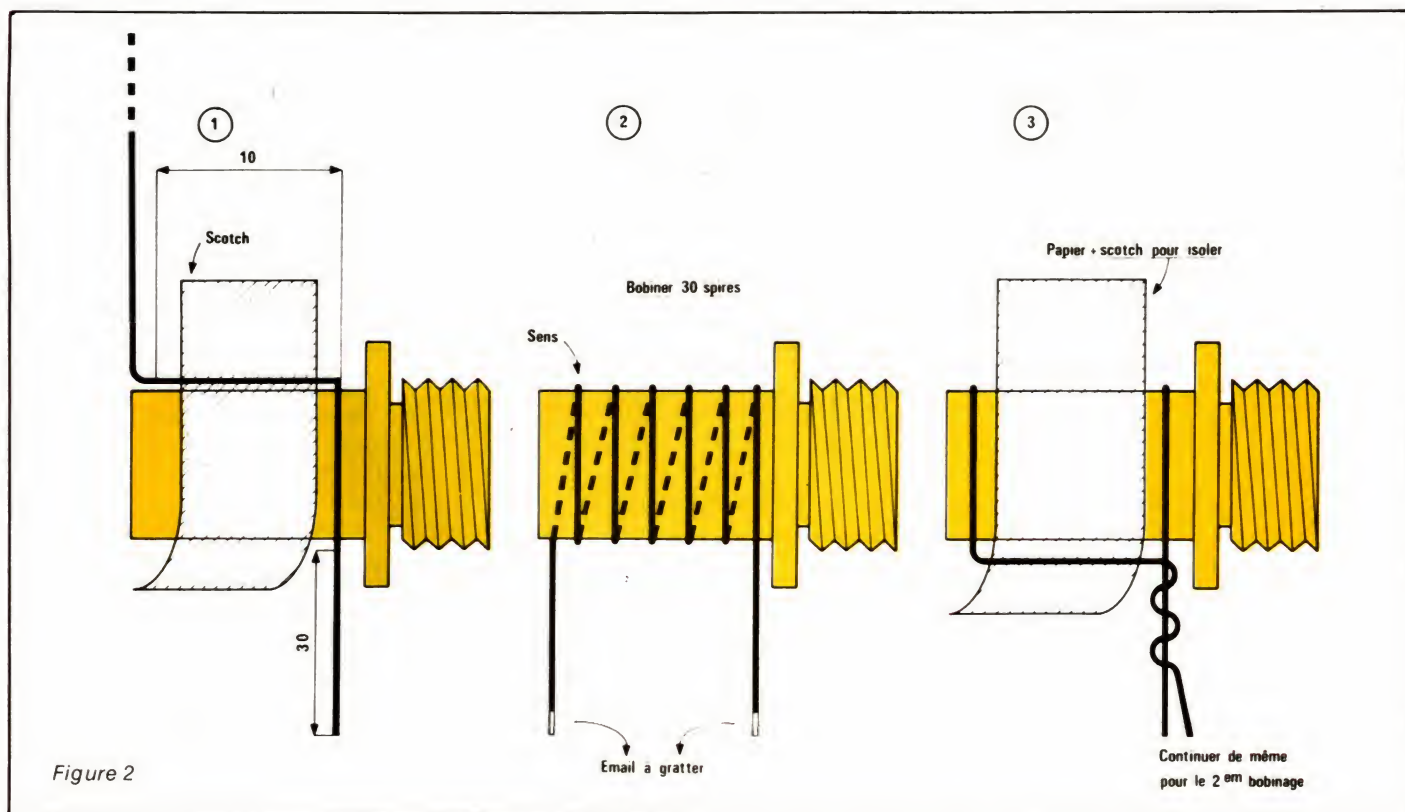


Figure 2

Le récepteur

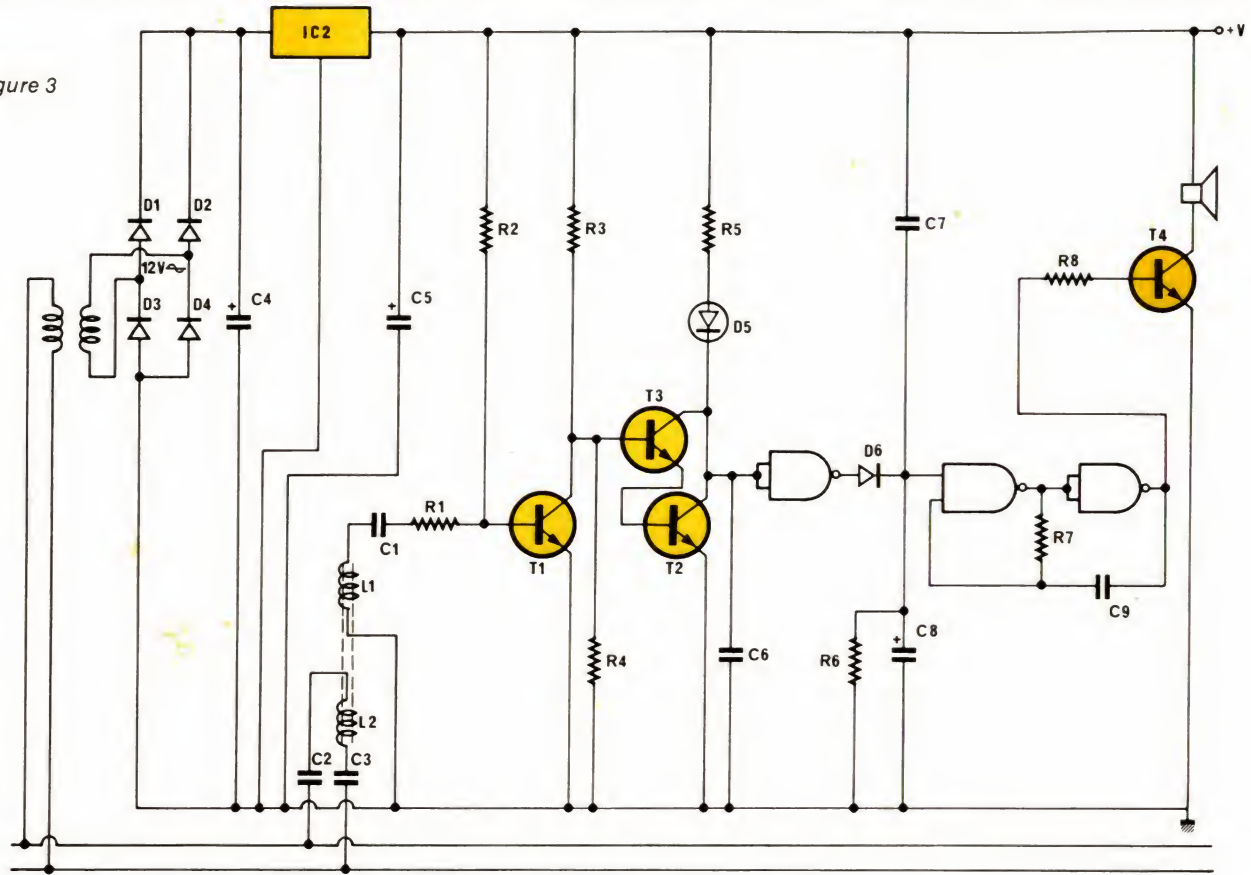
Son schéma est donné en figure 3. Nous trouvons, comme pour l'émetteur, deux condensateurs de 10 nF-400 V. La self isole le montage du secteur. Le courant HF qui est recueilli aux bornes du « secondaire » est faible, il faut donc l'amplifier. C'est le rôle du premier transistor T_1 , protégé par R_1 , contre les parasites trop violents. Derrière, nous avons

un darlington qui commande une LED. Cette LED indiquera la présence du 100 kHz et aussi des parasites et vous remarquerez qu'elle sera souvent allumée ! D'ailleurs, on pourra la court-circuiter.

Ensuite, nous trouvons un condensateur C_6 destiné à filtrer le 0 logique présent à l'entrée du Nand. Pourquoi un Nand ? Pour deux raisons : d'une part, il faut inverser le 1 logique présent au collecteur de T_2



Figure 3



(Composante continue) qui autoriserait l'oscillateur à fonctionner.

La deuxième fonction de ce Nand est de constituer une cellule de filtrage, jusqu'à la sortie on doit avoir deux états : 0 ou 1. Donc, en série nous trouverons une diode D2 qui redresse le reste de la composante HF. Pour éliminer toute trace de 100 kHz, et retrouver un beau « 1 » logique, on dérive cette fréquence grâce à C et on filtre complètement ce signal grâce au chimique C8. Quel est le rôle de la résistance R6 ? Prenons le problème à l'envers : que se passerait-il si elle n'était pas connectée ? D'une part, l'oscillateur serait constamment alimenté (pas de 0 de blocage) et d'autre part, si il arrivait une salve de parasites violents qui parvenait à passer les filtres, C8 se chargerait à une valeur moyenne assimilable à un « 1 », d'où la nécessité de décharger cette capacité grâce à R6.

L'oscillateur, quant à lui, reste classique et sera réalisé autour d'un CD 4011.

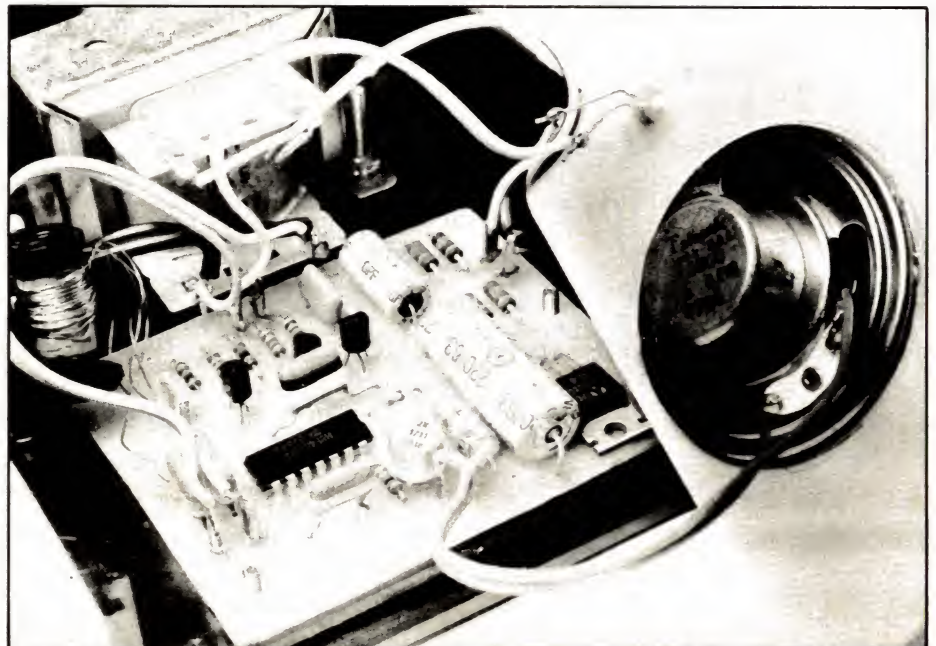
L'alimentation

Elle est identique pour les deux

montages. D1 à D4, redressent la tension alternative présente aux bornes du secondaire. Le filtrage est confié à une capacité de 470 μ F, puis notre tension est stabilisée à 12 V. Une Led placée en parallèle sur le premier chimique fait office de voyant de mise en marche de l'émetteur.

Réalisation pratique

Les dessins concernant la gravure du stratifié sont donnés en figure 4 et 5. Les deux tracés n'appellent aucun commentaire. Leurs implantations sont dessinées en figures 6 et 7.



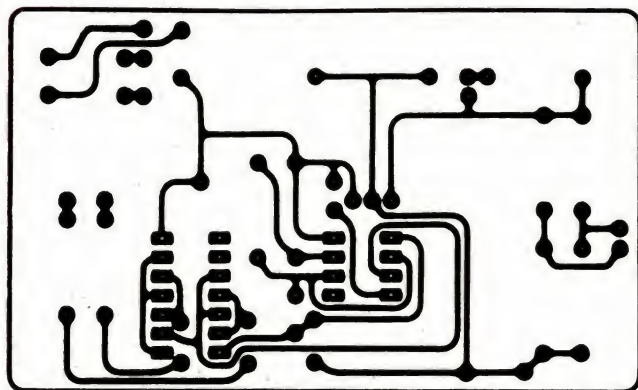


Figure 4

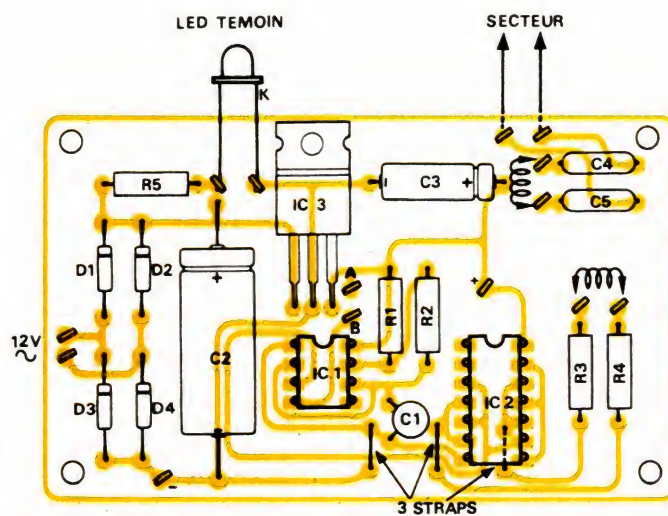


Figure 5

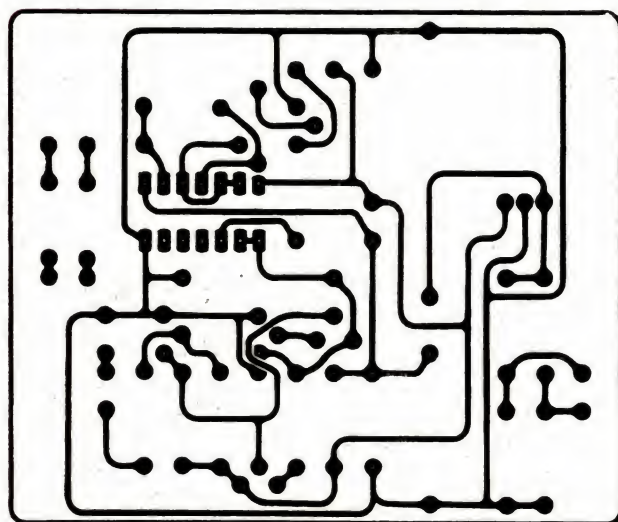


Figure 6

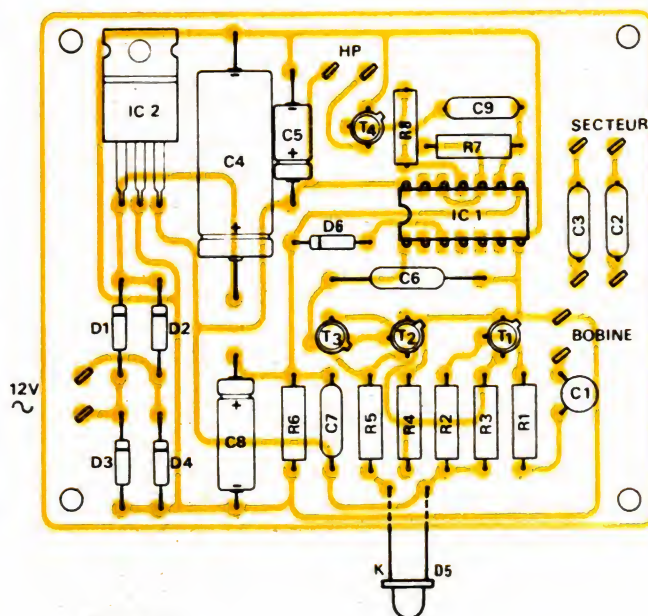


Figure 7

Remarque

On pourra noter la présence de deux prises jack 3,5 mm. Celles-ci sont prévues pour le raccordement du répéteur de sonnerie téléphonique dont la description est donnée par la suite. C'est pour cette raison que l'on trouve un interver en parallèle sur le bouton poussoir.

Mise en coffret et câblage final

Les plaquettes sont logées dans des coffrets de marque MMP, largement diffusés, ce sont les références 110 et 115 qui ont été retenues. On s'inspirera des photos pour effectuer le perçage des coffrets.

L'émetteur sera placé dans le coffret de référence 110, ce qui conférera à l'ensemble une grande capacité. Le récepteur sera logé dans le 115.

Mise au point

Elle est inexistante, le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension. Au cas où l'on constaterait un vrombissement parasite dans le HP, lors d'un appel, il faudrait inverser les fils secteurs du récepteur (peu probable).

Conclusion

Un petit montage simple et utile. Imaginons une personne malade, alitée, par conséquent ne pouvant se déplacer. Pour appeler, que faire ? Placer, tout simplement, l'émetteur à proximité du lit du malade et disposer le récepteur à côté d'une personne compétente.

Voilà, il existe de nombreuses autres applications et nous faisons confiance à l'ingéniosité de nos lecteurs pour les découvrir.

Précisons tout de même, que la liaison ne peut s'effectuer qu'au sein d'une même installation électrique. Ne comptez donc pas appeler votre voisin avec ce système.

C. BASSO



Nomenclature

Emetteur

Résistances

R₁ : 10 kΩ
R₂ : 10 kΩ
R₃ : 82Ω
R₄ : 82Ω
R₅ : 330Ω

Condensateurs

C₁ : 470 pF
C₂ : 470 μF/16 V
C₃ : 10 μF/16 V
C₄ : 10 nF/250 V
C₅ : 10 nF/250 V
C₆ : 1 nF/250 V

Circuits intégrés

IC₁ : NE 555
IC₂ : CD 4069 B
IC₃ : μA 7812

Autres semiconducteurs

D₁, D₂, D₃, D₄ : 1 N 4007 (série 4000)
D₅ : diode LED rouge ou verte Ø 5

Divers

2 Jacks (socle) 3,5 mm
1 mandrin Lipa 8 mm
Fil de cuivre isolé Ø 0,4 mm
Coffret MMP 110
Passe fil
L₁, L₂, voir texte
1 transformateur 220/12 V 3 VA

Récepteur

Résistances

R₁ : 100Ω
R₂ : 1 MΩ

R₃ : 18 kΩ
R₄ : 12 kΩ
R₅ : 220Ω
R₆ : 820Ω
R₇ : 47 kΩ
R₈ : 1,8 kΩ

Condensateurs

C₁ : 2,7 nF
C₂ : 10 nF/250 V
C₃ : 10 nF/250 V
C₄ : 470 μF/16 V
C₅ : 10 μF/16 V
C₆ : 100 nF
C₇ : 22 nF
C₈ : 100 μF/16 V
C₉ : 22 nF

Circuits intégrés

IC₁ : CD 4011 B
IC₂ : μA 7812

Transistors

T₁, T₂, T₃ : BC 237, BC 238
T₄ : 2 N 1711

Autres semiconducteurs

D₁ : D₂, D₃, D₄ : 1 N 4001 (série 4000)
D₅ : Led rouge Ø 5
D₆ : 1 N 4148

Divers

1 mandrin Lipa Ø 8 mm
Fil de cuivre isolé Ø 0,4 mm
1 coffret MMP 115
1 HP, Z ≥ 8Ω
1 passe fil, etc.
L₁, L₂, voir texte
1 transformateur 220/12 V 8 VA

Répétiteur de sonnerie téléphonique

Après vous avoir présenté un « Transmetteur d'appel sur secteur » nous vous proposons un petit appareil destiné à répéter la sonnerie de votre téléphone. Exemple, votre récepteur téléphonique se trouve dans une pièce, vous souhaitez réaliser un montage décrit dans votre revue favorite « Radio Plans - Electronique Loisirs » cependant, l'endroit réservé à vos expériences est situé à une distance telle qu'on ne peut percevoir le son du bruiteur téléphonique. Que faire ? Tout d'abord placer le « répétiteur » à côté du récepteur téléphonique, puis le relier au transmetteur. Dans votre labo, brancher le récepteur HF. Voilà, à chaque sonnerie de téléphone, vous entendrez, au même rythme, un joli signal à 1 kHz dans le haut-parleur du récepteur.

Schéma de principe

Celui-ci est visible en figure 1. Comme on le constate, il ne fait appel qu'à des composants classiques. Commençons par la gauche du



schéma. Nous utilisons un micro électret pour sa miniaturisation et son extrême sensibilité. On pourra le récupérer sur un magnéto cassette, comme l'a fait l'auteur ou l'acheter chez un revendeur, le prix en étant relativement modique. R_1 alimente le transistor FET, inclus dans le boîtier de l'électret. Il est possible de rencontrer des microphones, dans lesquels sont inclus FET et résistance d'alimentation. Ces électrets possèdent alors trois broches. Il suffira de retirer R_1 du circuit imprimé. C_1 coupe la composante continue et A_{11} règle la

sensibilité du montage. Puis nous trouvons un classique $\mu A 741$ qui amplifie le signal de sortie du micro.

Nous devons donc traduire le 1 d'une crête de modulation en 1 logique franc, disponible à la sortie du montage. C'est le rôle des transistors T_1 à T_3 . Au repos, donc sans sonnerie, nous avons R_{10} qui met à zéro la base de T_1 , soit zéro en sortie. Puis, quand on applique un signal alternatif sur la base de T_1 , nous retrouvons ce signal amplifié sur son collecteur, puis après filtrage par C_3 , il commande le darlington, constitué par T_2 , T_3 . Quel est le rôle de R_9 ? A la première sonnerie C_3 se charge, mais il reste chargé jusqu'à la deuxième : le courant de base de T_2 étant trop faible pour le décharger. En conséquence, nous aurions constamment un niveau haut de sortie. Il faut donc dériver le courant de cette capacité à la masse. C'est le rôle de R_9 . Le niveau 1 sera appliqué à la broche 4 du NE 555, le 4 étant l'électrode de commande de ce circuit intégré.

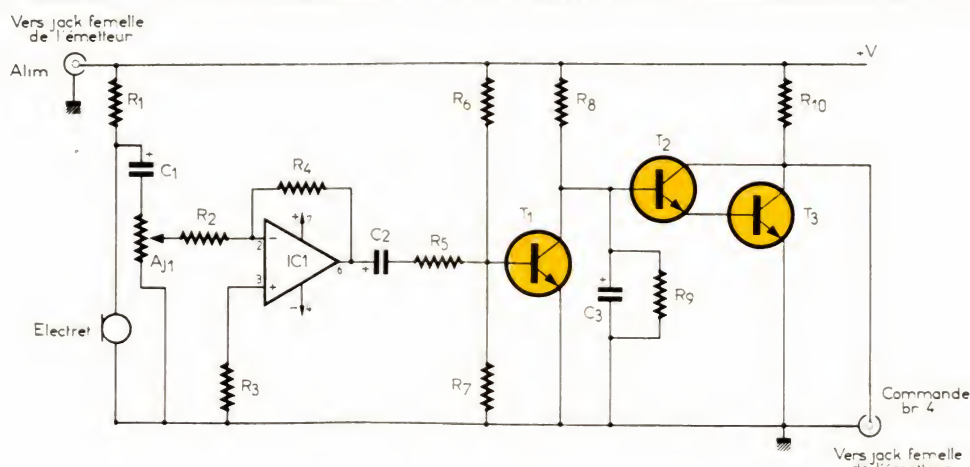
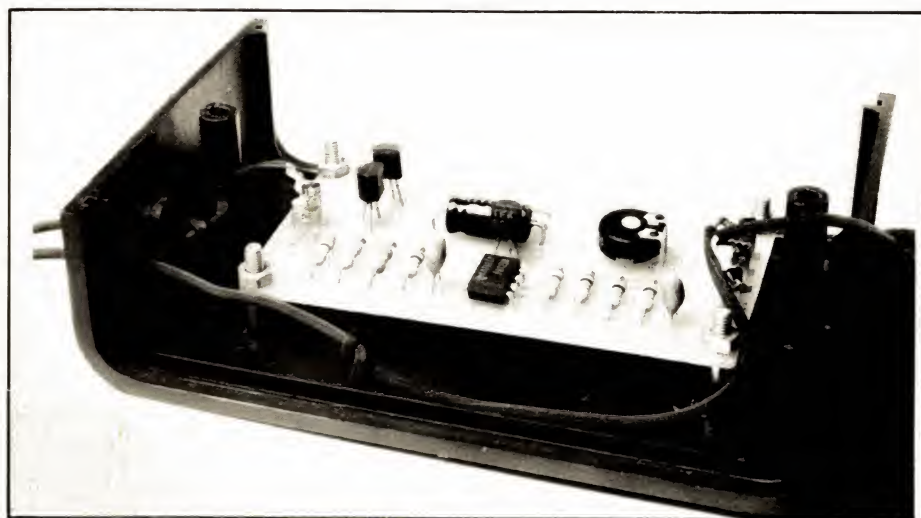


Figure 1

Réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en figure 2 son implantation en figure 3. La mise en coffret s'effectuera dans un boîtier MMP de référence 110. On s'inspirera ici aussi des photos pour le perçage. L'alimentation du montage sera prélevée sur l'émetteur HF, grâce aux prises Jack. Des prises similaires seront utilisées pour la commande du NE 555.

Mise au point

La mise au point consiste en un réglage de la sensibilité du mon-

tage. Pour cela, prépositionner A_{11} de telle sorte que des claquements de mains déclenchent le montage, puis demander à un ami qu'il vous appelle au téléphone. Placer alors le micro électret près du récepteur puis ajuster A_{11} pour que l'appel s'effectue à chaque sonnerie. Bien sûr on ne décrochera le combiné que lorsque le montage sera réglé !

Conclusion

Un petit montage facile à construire qui rendra un grand service aux personnes difficiles qui le réaliseront !

Christophe BASSO

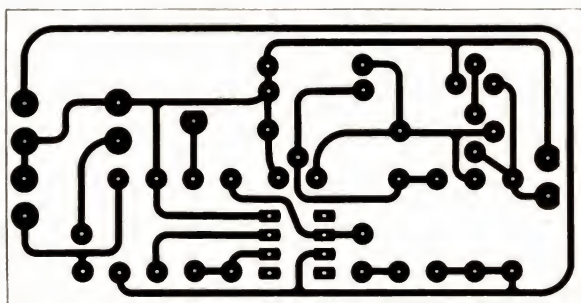


Figure 2

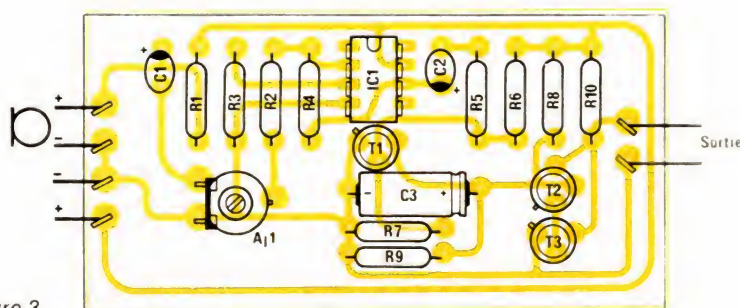


Figure 3

Nomenclature

Résistances

R_1 : 1 k Ω
 R_2 : 1 k Ω
 R_3 : 1 k Ω
 R_4 : 10 k Ω
 R_5 : 1 k Ω
 R_6 : 180 k Ω
 R_7 : 6,8 k Ω
 R_8 : 18 k Ω
 R_9 : 3,3 k Ω
 R_{10} : 10 k Ω

Condensateurs

C_1 : 0,22 μ F / 16 V tantale

C_2 : 0,22 μ F / 16 V tantale
 C_3 : 22 μ F / 16 V

Circuit intégré

IC1 : μ A 741

Transistors

T1, T2, T3 : BC 237, BC 238

Ajustable

A_{11} : ajustable 10 k Ω

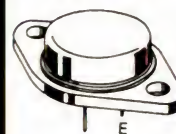
Divers

1 microélectret
 1 MMP 110 (coffret)
 2 jack mâles
 2 passe fils

SONEREL

33, rue de la Colonie
 75013 PARIS

580.10.21



TRANSISTORS
 CIRCUITS INTEGRES



RESISTANCES METAL

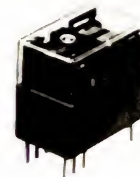


POTENTIOMETRES
 PISTE CERMET



CONDENSATEURS
 PROFESSIONNELS

RELAIS
 NATIONAL



BRADY

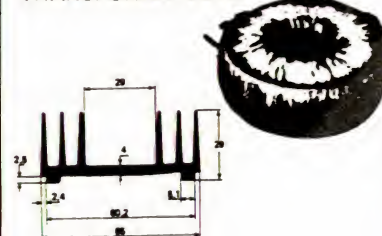


ADHESIVE
 AND
 GRAPHICS
 CHEMISTRY



MATERIEL DE DESSIN
 POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
 ACCESSOIRES DE CABLAGE
 INTERRUPTEURS
 REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
 CATALOGUE GRATUIT
 ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :

ELECTROME**TOULOUSE**

10.12. rue du P^t Montaudran
31000 TOULOUSE
Tel. (61) 62.10.39

BORDEAUX

17, rue Fondaudège
33 000 BORDEAUX
Tel. (56) 52.14.18

MT.de-MARSAN

5, place J. Pancaut
40 000 MONT-DE-MARSAN
Tel. (58) 75.99.25

ELCO**23 CHENILLARD 8 CANAUX**

MULTIPROGRAMME 512 FONCTIONS
QUI SE DEROULENT AUTOMATIQUEMENT
2 VITESSES DE DEFILEMENT REGLABLES
QUI S ENCHAINENT APRES 256 CYCLES
SORTIE SUR TRIACS 8A ALIM 220V

390,00f

40 STROBOSCOPE 150 JOULES

FOURNI AVEC SON TUBE A ECLATS
VITESSE DES ECLATS REGLABLES
ALIM 220V

150,00f

106 GENERATEUR 9 RYTHMES

AVEC UN AMPLI CONTROL SELECTION
DES RYTHMES PAR TOUCH-CONTROL
REGLAGES TEMPO ET VOLUME

225.00 f

135 TRUCAGE ELECTRONIQUE

PERMET D'IMITER DES BRUITS DE SIRENE
D'EXPLOSION DE DETONATION
D'ACCELERATION MOTO,

230,00f

142 MICRO TIMER PROGRAMMABLE

A MICRO PROCESSEUR

Base sur l'emploi du TMS 1000. affichage digital de l'heure (heure-minute), du jour.
On le programme grâce à un clavier de 20 touches. Il possède 4 sorties (4 relais 3 A) et est alimenté en 9V 1 A (transfo non fourni). Visualisation des sorties en service par 4 leds.

Exemples d'application :

- Contrôle du chauffage sur la sortie 1. Mise en route du chauffage à 5 h du matin, arrêt à 9 h, remise en route à 17 h, arrêt à 23 h, et cela tous les jours ouvrables de la semaine (du lundi au vendredi) le samedi et le dimanche, le chauffage reste toute la journée, donc mise en route à 5 h du matin, arrêt à 23 h.

- Sur sortie 2, commande d'un buzzer pour le réveil du lundi au vendredi à 7 h jusqu'à 7 h 10, pas de réveil le samedi et le dimanche.

- Sortie 3, commande de la radio de 7 h 20 à 8 h 20, du lundi au vendredi.

- Sur sortie 4, commande de la cafetière électrique du lundi au vendredi de 7 h 10 à 8 h 10, le samedi et le dimanche de 9 h 30 à 10 h 30.

Nombreuses autres possibilités : pendule d'atelier, contrôle du four électrique, arrosage automatique, enregistrement d'émissions radio ou sur magnéto-copie, contrôle d'aquarium, etc.

490.00 f

ELCO**160 TABLE DE MIXAGE STEREO**

A 6 ENTREES
2 PLATINES MAGNETIQUES
2 MICRO 2 AUXILIAIRES

220,00f

201 FREQUENCEMETRE DIGITAL

50 MHZ
IDEAL POUR CIBISTES
PILOTE PAR QUARTZ
6 AFFICHEURS 13 MM 0-50 MHZ

375.00f

ELCO**202 THERMOSTAT DIGITAL DE 0 - 99**

PERMET LA MISE EN MEMOIRE D'UNE
TEMPERATURE DE DECLANCHEMENT
DU CHAUFFAGE ET UNE TEMPERATURE
D'ARRET IDEAL POUR CHAUFFAGE
AQUARIUM, AIR CONDITIONNE

225.00 f

203 IDEM 202

MAIS AVEC 2 CYCLES D' HYSTERESIS

260.00 f

204 VOLTMETRE DIGITAL A MEMOIRE

-3 GAMMES- PERMET DE COMMUTER
UN RELAIS LORSQUE L'ON ATTEINT LA
VALEUR DE LA TENSION EN MEMOIRE

195.00 f

205 ALIMENTATION STABILISEE

-0 a 24V-1.5A- AVEC AFFICHAGE DIGITAL
DE LA TENSION, DU COURANT
-3 GAMMES DE TENSION-

250.00 f

206 THERMOMETRE DIGITAL A MEMOIRE

-0 99- ENCLENCHE UN RELAIS LORSQUE
LA TEMPERATURE MEMOIRE EST ATTEINTE

190.00 f

207 REVERBERATION LOGIQUE

SANS RESSORT. S'ADAPTE SUR MICRO CB
MICRO NORMAL, TABLE MIXAGE, ETC.
VOLUME REGLABLE
RETARD REGLABLE DE 0.1 A 2 SECONDES

195.00 f

TOUS LES COMPOSANTS
AUX
MEILLEURS PRIX

PROMOTION DU MOIS
DES PRIX
INCROYABLES !

contre une enveloppe
timbrée

GOLDPOWER

SONO
GUITARE

MODULES préreglés,
testés, garantis

SPECIAL GUITARE

Mixage 3 guitares 2 micros 1 auxiliaire
Correcteur de tonalité
Volume général. Réglage de sensibilité
Un à chaque entrée. Avec ampli

ALIMENTATION

80 W **495,00F**
120 W **570,00F**
160 W **750,00F**

Alim 80W **150,00F**
Alim 120W **195,00F**
Alim 160W **275,00F**

AMPLI

protégé courts circuits
Distorsion inférieure 0,1 %.

80 W efficaces **295,00F**
120 W efficaces **370,00F**
160 W efficaces **550,00F**

Pour toutes commandes
20F de port et emballage.
Contre remboursement jointure
20% d'arrhes + frais

- ☐ Je désire recevoir promotion du mois
- ☐ Je désire recevoir documentation sur Kit ELCO.
Ci-joint 3 F en timbres.
- ☐ Je désire commander le kit ELCO. Ci-joint _____ F
- ☐ en chèque ☐ mandat ☐ en C.R.
(+ 20F de port, et frais en vigueur si C.R.)

Cocher ou compléter la case correspondante.

A RETOURNER A ELECTROME

17 RUE FONDAUDÈGE 33000 BORDEAUX TEL 56. 52.14.18

- ☐ Veuillez m'expédier le catalogue ELECTROME.
Ci-joint 15 F ☐ en timbres ☐ par chèque.

NOM _____

Adresse _____

Un interphone pour moto



Les pilotes et passagers des engins exigeant le port du casque (surtout les motos, mais aussi les voitures de rallye), ressentent invariablement le besoin d'un système d'intercommunication leur permettant de ne pas avoir à élever exagérément la voix.

Un procédé raisonnablement simple consiste à équiper chaque casque d'une paire d'écouteurs (ou de petits hauts-parleur), et d'une capsule microphonique.

L'étude qui va suivre décrit la réalisation du boîtier électronique nécessaire à l'établissement de la liaison « duplex » entre les deux casques ainsi transformés.

Le schéma de principe :

La figure 1 ne reproduit que le schéma d'une des deux voies d'amplification, car, tout comme en stéréo, elles sont rigoureusement identiques. Seul le premier condensateur de découplage d'alimentation (C_{10}) est commun aux deux canaux.

L'amplification de puissance est confiée à un TAA 611, circuit intégré de marque SGS-Atès qui peut si nécessaire être remplacé par les diverses variantes du TBA 790 de Sescossem (Thomson).

Le gain en tension disponible (fixé par R_4) ne permettant pas l'attaque

directe par un micro, il a fallu prévoir un étage préamplificateur à transistors.

Il s'agit d'un étage **base commune**, puisque l'entrée se fait sur l'émetteur, la base étant découplée à la masse par C_2 . Les avantages bien connus de ce type d'étage sont les suivants :

- grand gain
 - faible impédance d'entrée
 - impédance de sortie moyenne
- auxquels il convient d'ajouter, ce qui est fort appréciable, le fait que l'on peut indifféremment utiliser des micros dynamiques (200 à 600 Ω) ou les récentes capsules à électret (condensateur) à deux fils. Le courant continu d'alimentation est alors fourni par la liaison directe avec l'émetteur de T_1 .

Cet artifice de montage ne s'applique évidemment pas aux capsules électret à 3 fils !

Le gain de l'ensemble T_1/C_1 s'avérant plus que confortable, il est prévu un potentiomètre ajustable P_1 permettant de caler une fois pour toutes le niveau sonore à une valeur confortable.

Réalisation pratique :

Les deux voies du montage ont été regroupées sur un même circuit imprimé, dont le tracé apparaît sur la figure 2. On notera que la proximité de deux amplificateurs à gain élevé impose un respect strict des règles habituelles concernant les masses et le blindage des connexions, surtout sur un véhicule à moteur. De sévères accrochages seraient au rendez-vous en cas de libertés prises à ces niveaux.

Le câblage selon la figure 3 n'appelle pas de commentaire particulier, si ce n'est la recommandation de bien veiller à l'orientation de nombreux condensateurs chimiques.

On testera et réglera chaque canal séparément, avant de procéder aux dernières vérifications dans les conditions définitives d'emploi.

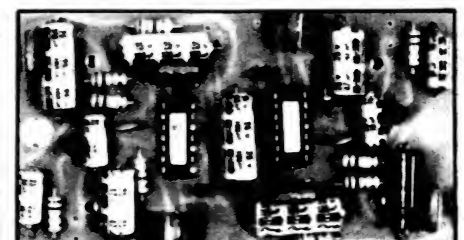
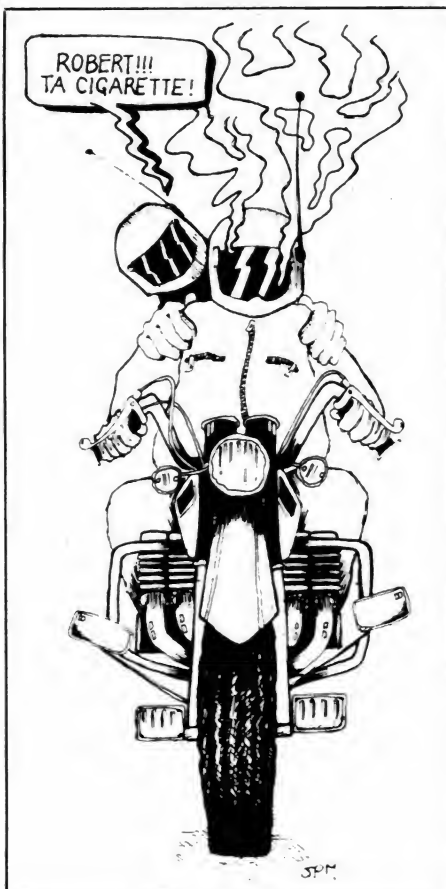
En cas d'alimentation sur la batterie de bord, on vérifiera **impérativement** la présence d'un fusible sur la ligne utilisée, et on soignera particulièrement l'isolement du circuit imprimé (boîtier plastique 110 PP de MMP pour lequel les trous nécessaires sont prévus dans le circuit imprimé, et qui offre une sécurité totale).

On ne rappellera en effet jamais assez le danger des court-circuits sur une batterie de véhicule !

Si le moindre doute subsistait sur ce plan de la sécurité, il faudrait se rabattre sur une alimentation par piles (9 V environ).

Conclusion

Correctement réalisé et installé, ce montage simple et peu coûteux peut apporter un confort certain aux passagers d'un véhicule tel qu'une moto ou une voiture rapide. Signalons d'ailleurs que bien d'autres applications peuvent être trouvées en matière d'intercommunication, quitte à utiliser des réglages différents et une autre disposition des micros et



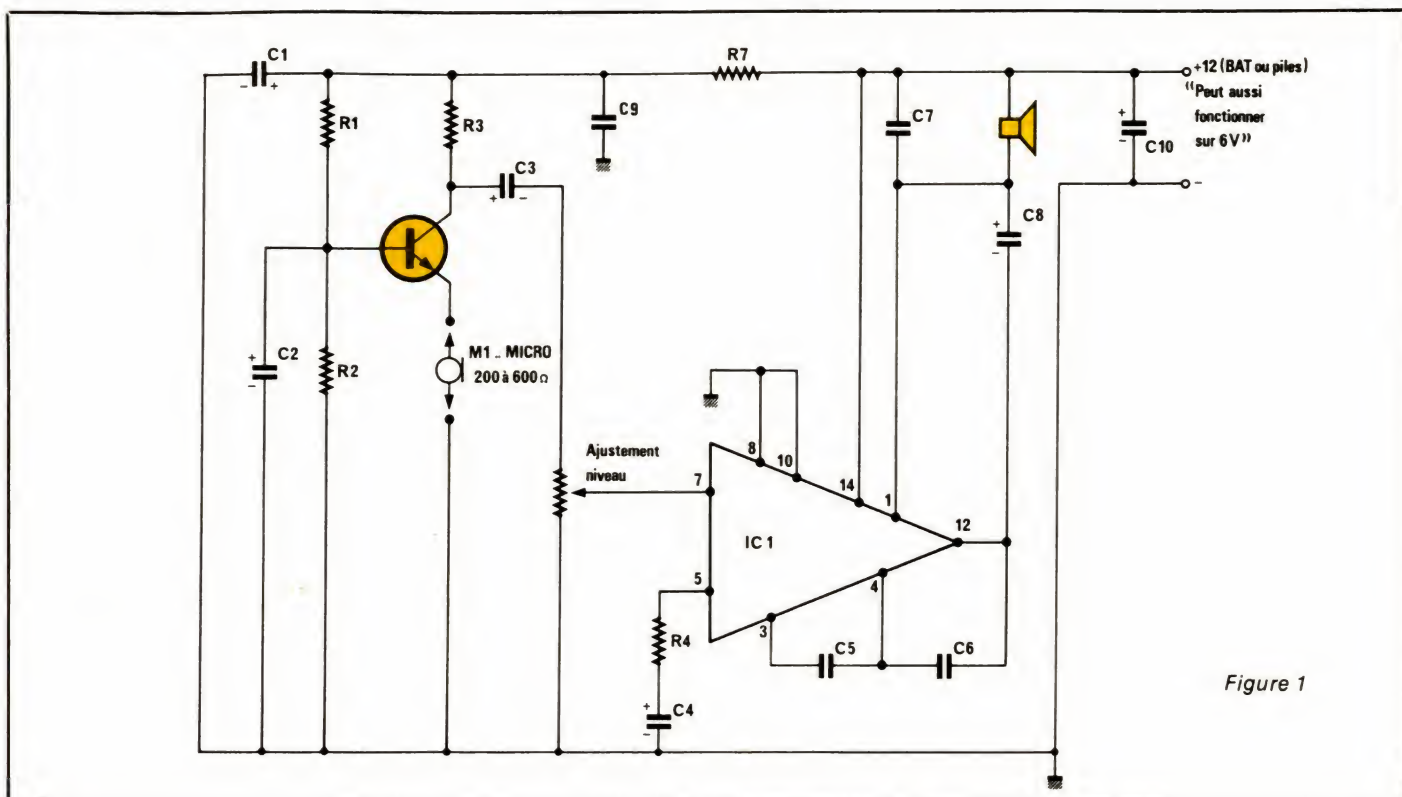


Figure 1

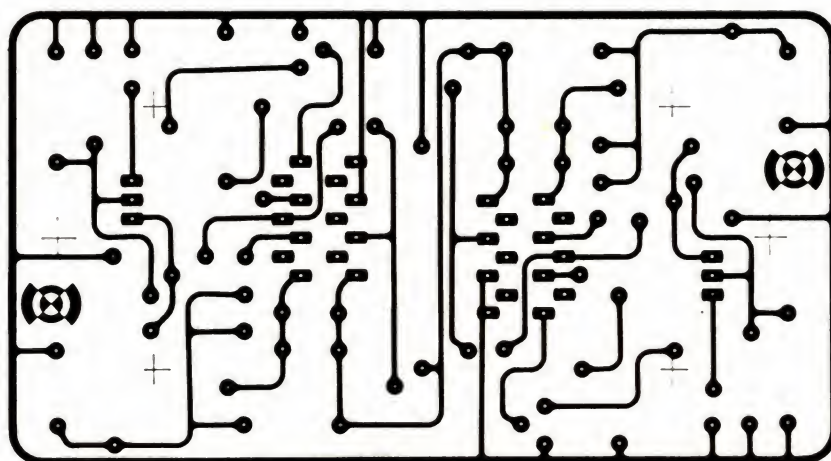


Figure 2

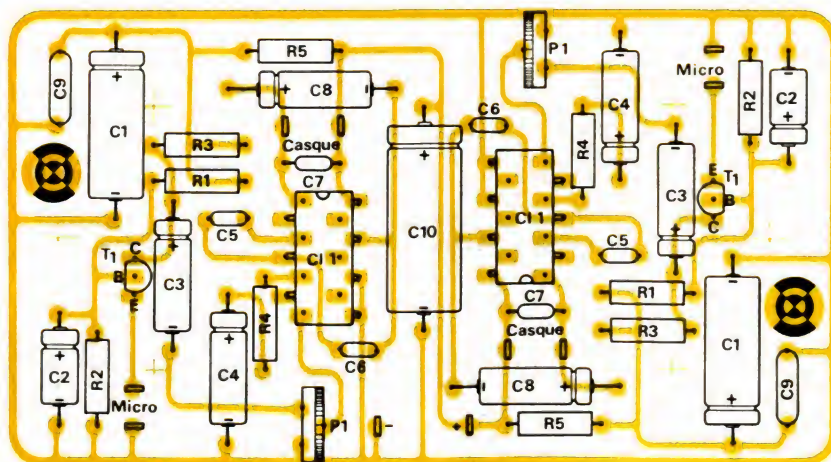


Figure 3

haut-parleurs ou écouteurs. On appréciera alors l'absence de toute commutation parole-écoute !

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Composants à acheter en double, à l'exception de C10

Résistances 1/4 W 5 %

R1 : 100 kΩ

R2 : 10 kΩ

R3 : 10 kΩ

R4 : 33Ω

R5 : 270Ω

Condensateurs

C1 : 100 µF 25 V

C2 : 10 µF 25 V

C3 : 10 µF 25 V

C4 : 47 µF 25 V

C5 : 100 pF céramique

C6 : 470 pF céramique

C7 : 0,1 µF mylar

C8 : 100 µF 25 V

C9 : 0,1 µF mylar

C10 : 100 µF 25 V

Transistor

T1 : BC 237 ou équivalent

Circuits intégrés

CI1 : TAA 611 B 12 SGS ou TBA 790

Sescosem

Divers

P1 : potentiomètre ajustable 22 kΩ

HP1 : haut-parleur 8Ω 5 cm ou écouteur 4 à 25Ω

M1 : micro dynamique 200 à 600Ω ou capsule électret 2 fils

1 boîtier 110 PP marque MMP

Le GF 2 : un générateur de fonctions universel



Après description, dans notre numéro 414, de la carte centrale de ce montage (l'oscillateur principal qui, à lui seul, constituait la version simplifiée GF 1 du générateur modulaire), nous avons proposé, dans le numéro 418, l'étude des circuits de vobulation et de marquage.

Voici, aujourd'hui, celle de la modulation d'amplitude, et de la génération des salves de signaux. Comme précédemment annoncé, nous y ajoutons, en option, un affichage digital des fréquences d'oscillation ou de marquage.

L'ensemble le plus complet constitue la version GF 2, illustrée en couverture. Nous détaillons, pour elle, les problèmes d'interconnexion des différentes cartes.

L'étude finale a été conduite pour le coffret choisi pour le prototype. Ce matériel, très soigné, confère à l'ensemble une facture professionnelle indiscutable, et nous nous permettons de le recommander à nos lecteurs.

Il va sans dire que le caractère modulaire de la réalisation laisse, à chacun, la possibilité de compléter un matériel déjà existant par la seule carte de vobulation par exemple, ou par la carte de modulation d'amplitude et de salves de signaux.



Caractéristiques principales

Signaux de base

Formes d'ondes : sinusoïdes, triangles, rectangles.
Fréquence : de 0,05 Hz à 500 kHz en 6 gammes.
Impédance de sortie : 50 Ω .
Tension de sortie à vide : 10 Vcc.
Offset nul ou réglable (± 10 V à vide).
Sortie TTL.

Vobulateur

Vobulation interne linéaire ou logarithmique.
Rapport maximum : 1000.
Période de vobulation : de 10 s à 10 ms.
Sortie de la rampe linéaire.

Sortie de synchronisation.
Signal de marquage en fréquence.

Modulation d'amplitude

Fréquence : de 50 Hz à 5 kHz.
Ondes triangulaires, sinusoïdales ou rectangulaires.
Taux réglable de 0 à 100 %.

Générateur de salves

Salves de 1, 2 ou 4 périodes.
Extinction totale ou rapport 1/10 entre deux salves.

Lecture des fréquences

Affichage sur 3 digits.
Lecture de la fréquence d'oscillation ou de la fréquence du marqueur.

A. La modulation d'amplitude

La carte 3 du générateur GF 2, rassemble deux types de circuits : ceux qui assurent la modulation d'amplitude, et ceux qui délivrent des salves de signaux. Nous traiterons séparément ces deux cas.

Quelques rappels sur la modulation d'amplitude

Elle consiste à faire varier l'amplitude d'un signal de fréquence élevée, dit « porteuse », au rythme du signal modulateur à fréquence généralement beaucoup plus basse.

Si t désigne le temps, nous appellerons $v_m(t)$ la tension, supposée sinusoïdale, du signal modulateur, et $v_p(t)$ celle de la porteuse :

$$v_m(t) = V_m \sin \omega_m t$$

$$v_p(t) = V_p \sin \omega_p t$$

en admettant que soient nulles les phases φ_m et φ_p à l'origine.

La valeur instantanée de la tension modulée est alors :

$$v = (V_p + V_m \sin \omega_m t) \sin \omega_p t$$

ou

$$v = V_p \left(1 + \frac{V_m}{V_p} \sin \omega_m t \right) \sin \omega_p t$$

le rapport :

$$k = \frac{V_m}{V_p}$$

s'appelle le **taux de modulation**. On utilise aussi souvent le pourcentage de modulation m :

$$m = 100 k$$

Modulation d'amplitude par circuit multiplicateur

Il existe de nombreuses méthodes pour moduler une tension en amplitude. Celle que nous avons retenue offre deux avantages décisifs :

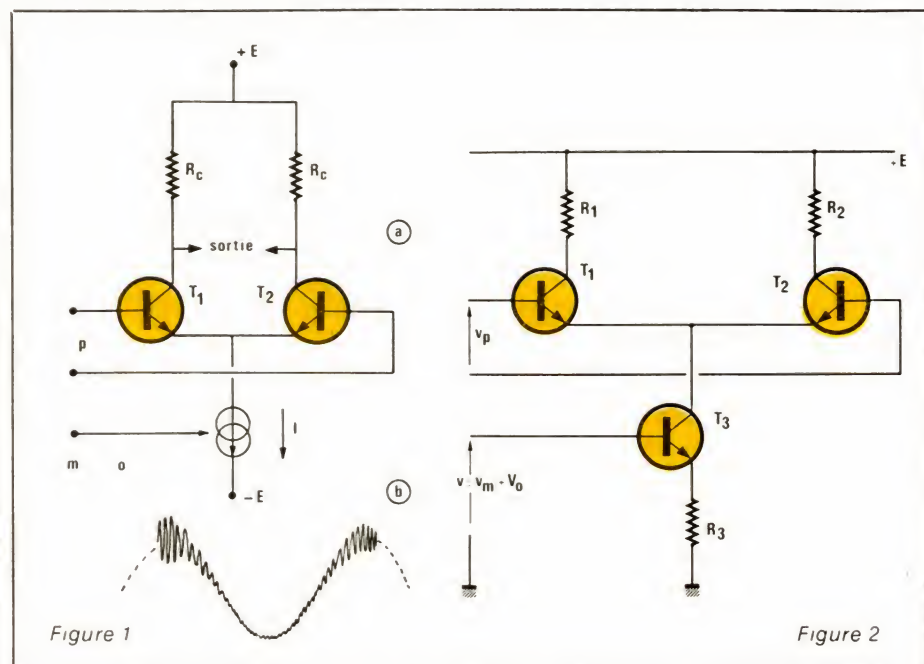
- Elle permet d'atteindre un taux de près de 100 %, sans apparition de distorsion sensible.
- Elle s'applique même aux porteuses de faibles fréquences, sans que subsiste d'ondulation parasite.

La compréhension du fonctionnement d'un circuit multiplicateur passe par la connaissance de quelques propriétés de l'amplificateur différentiel à deux transistors,

comme celui de la figure 1. Grâce à des calculs que nous épargnerons ici à nos lecteurs, on peut montrer que le gain d'un tel amplificateur est proportionnel à l'intensité I du courant commun aux deux émetteurs.

la différence de potentiel V_{BE} de T_3 , on a :

$$I = \frac{v}{R_3}$$

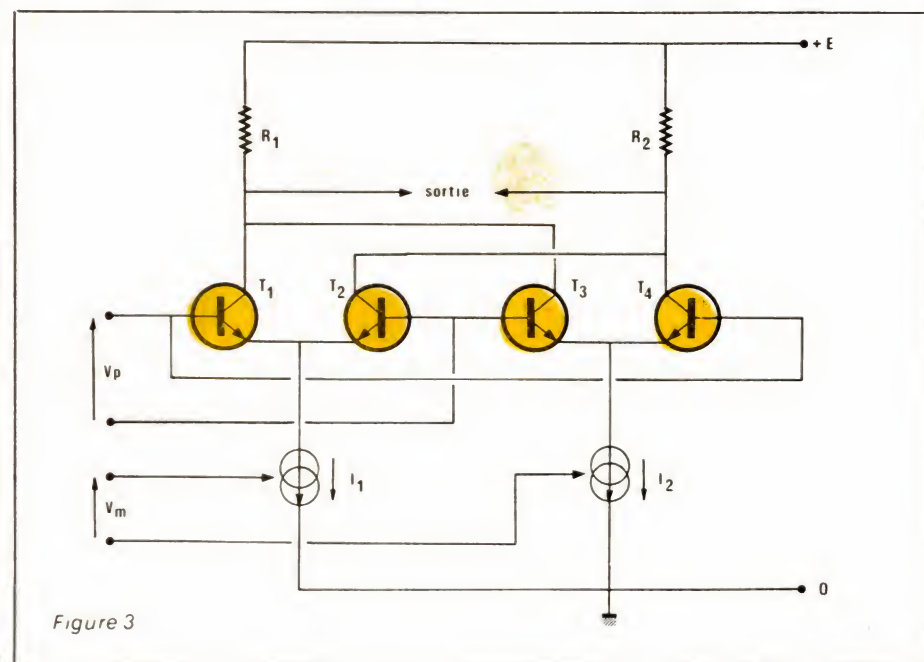


Dans ces conditions, on peut, en appliquant une sinusoïde d'amplitude constante entre les bases de T_1 et de T_2 , moduler l'amplitude recueillie entre les deux collecteurs, si on commande I au rythme de la tension modulatrice.

Une solution simple est proposée à la figure 2, où l'intensité I est celle qui pénètre par le collecteur de T_3 . Une fois choisie R_3 , I est proportionnelle à la tension appliquée entre la masse et la base de T_3 . En négligeant

On appliquera donc la porteuse v_p entre les bases de T_1 et de T_2 , et la modulation v_m , augmentée d'une tension continue de polarisation V_0 , sur la base de T_3 .

Malheureusement, si les variations de I commandent proportionnellement l'amplitude du signal de sortie, elles introduisent aussi un décalage simultané de la tension moyenne (polarisation) sur les deux collecteurs, puisqu'elles modifient de la même façon les courants tra-



versant R_1 et R_2 . A la modulation d'amplitude s'ajoute alors une ondulation, au rythme de la BF : c'est ce que montre l'oscillogramme A, que nous avons relevé à l'aide du montage de la figure 2.

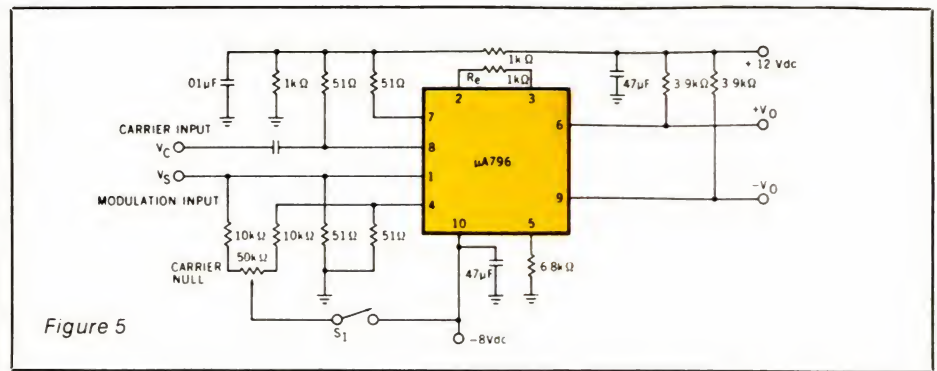
Un remède possible, et fort élégant, apparaît avec le montage de la figure 3, faisant appel au double amplificateur différentiel T_1 , T_2 et T_3 , T_4 . T_1 et T_4 d'une part, T_2 et T_3 de l'autre, reçoivent les mêmes tensions (porteuse v_p). Les générateurs de courants I_1 et I_2 , dont nous n'avons pas ici détaillé la structure, sont attaqués différemment par le signal modulateur v_m . Tout accroissement ΔI_1 de I_1 , s'accompagne d'une diminution ΔI_2 de I_2 , égale à ΔI_1 . La tension modulatrice agit donc toujours sur le gain, mais sans changer les courants de polarisation qui traversent R_1 et R_2 , puisque chacune de ces résistances est alimentée à la fois par T_1 et T_3 , ou par T_2 et T_4 .

Le circuit $\mu A 796$

Différents fabricants de semiconducteurs proposent des circuits intégrés multiplicateurs, c'est-à-dire dans lesquels la tension de sortie est, à chaque instant, le produit des tensions appliquées sur les entrées : l'ensemble se comporte donc comme le montage de la figure 3, et peut servir de modulateur.

Nous avons sélectionné le modèle $\mu A 796$ (Fairchild, Motorola), parce que à la lecture des annonceurs, il nous est apparu comme le mieux distribué pour les amateurs. La figure 4 donne son schéma interne : on y reconnaîtra le dispositif de la figure 3.

Dans ses conseils d'utilisation, Fairchild propose, pour l'exploita-



tion en modulateur, le schéma de la figure 5. On remarquera, d'abord, la dissymétrie de l'alimentation, qui demande des tensions de + 12 volts et de - 9 volts.

Le gain, qui dépend du couplage entre les émetteurs de T_5 et de T_6 , se trouve déterminé par la valeur de la résistance qui réunit ces deux électrodes.

La porteuse, qui pourrait s'appliquer différemment entre les bases de T_1 et T_4 , d'une part, T_2 et T_3 de l'autre, commande ici, à travers un condensateur, le seul ensemble T_2 T_3 , tandis que l'autre reçoit une tension continue de polarisation, sans composante alternative. Il en est de même pour l'entrée de modulation, elle aussi excitée dissymétriquement.

La tension de polarisation des différentes entrées, s'obtient à partir d'un diviseur établi entre le + 12 volts et la masse.

Schéma complet des circuits de modulation

On le trouvera à la figure 6. Le modulateur doit évidemment recevoir deux signaux : la porteuse, qui

vient de la carte 1 du GF 2 ; les tensions modulatrices, élaborées dans un oscillateur qui fait partie de la carte 3.

Pour ce dernier oscillateur, nous avons réutilisé un circuit intégré ICL 8038, mais dans une configuration nettement plus simple que précédemment. Dans la pratique, en effet, il n'est guère nécessaire de disposer d'une vaste plage de fréquences modulatrices, et nous avons jugé suffisant de nous limiter de 50 ou 60 Hz à 5 kHz environ.

Compte tenu des possibilités du 8038, ceci est possible sur une seule gamme, sans précautions particulières. Dans la figure 6, on ne trouvera donc qu'un seul condensateur de temporisation C: (borne 10 de CI1). La fréquence d'oscillation est alors commandée manuellement par le potentiomètre P_7 , dont les résistances ajustables AJ_2 et AJ_3 , associées à R_3 , limitent l'excursion. Les performances recherchées vers les très basses fréquences devenant beaucoup plus modestes que dans le cas de l'oscillateur principal, nous avons pu supprimer la compensation de courant sur la borne 5.

Pour le reste, on retrouve les réglages déjà connus : AJ_1 permet d'obtenir des signaux symétriques,

EQUIVALENT CIRCUIT

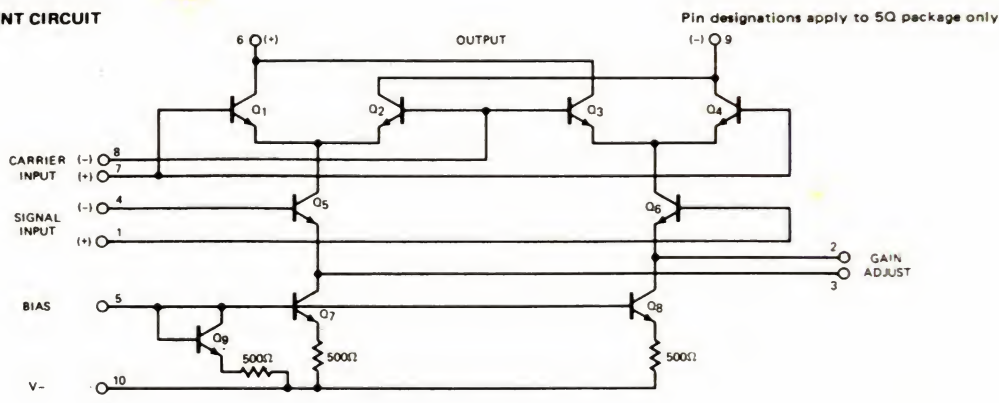
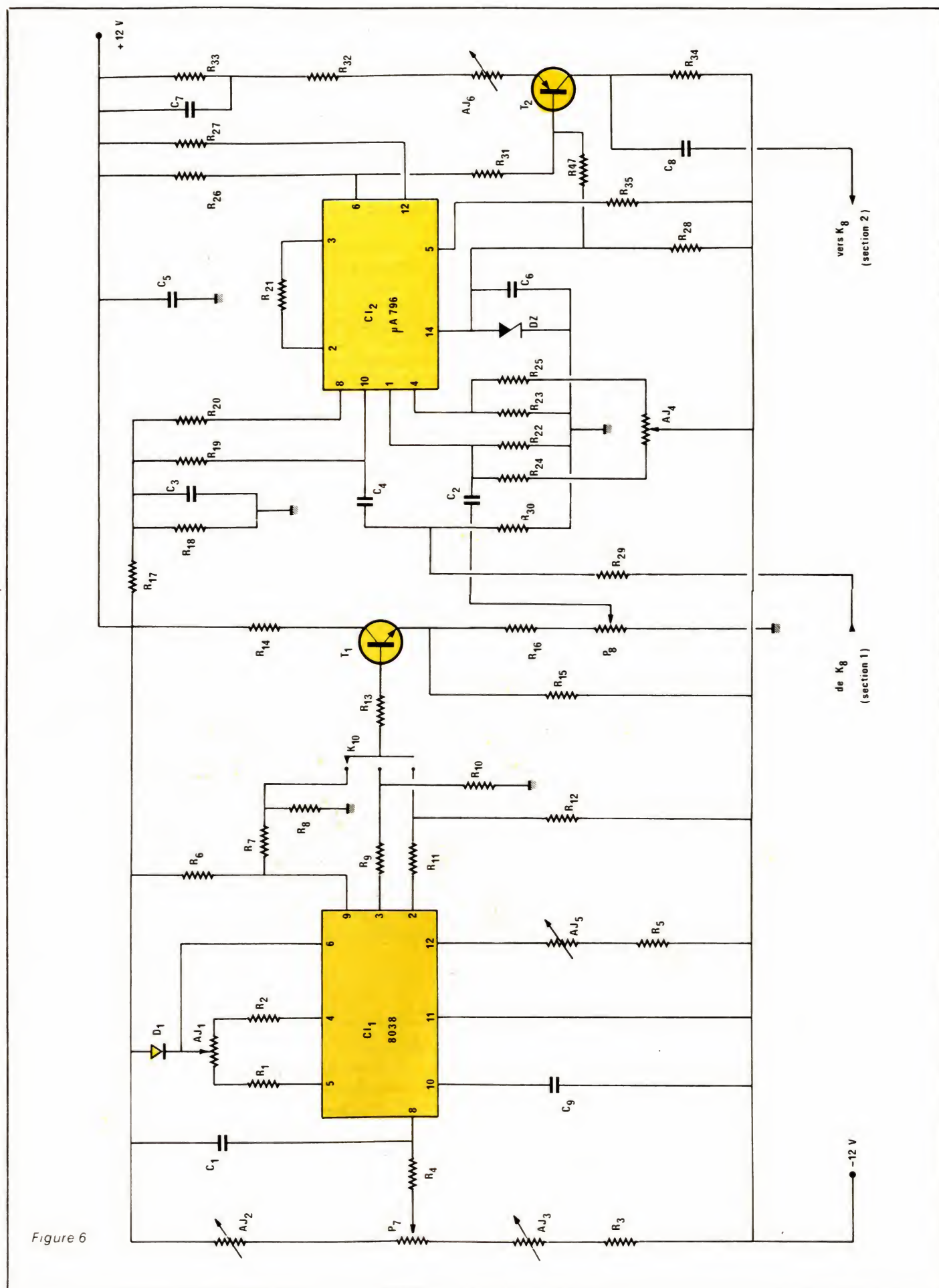


Figure 4



et A_1 autorise une optimisation de la distorsion sur les sinusoïdes.

Les trois formes d'ondes sont exploitées pour la modulation. Mais contrairement à l'oscillateur principal, comme on n'accède pas aux fréquences élevées, les atténuateurs qui égalisent les amplitudes sur les trois sorties, ne comportent plus de condensateurs de compensation. De même, on s'est contenté d'une égalisation plus approximative, ce qui supprime quelques ajustables dans les diviseurs.

Le commutateur K_{10} , à trois positions, sélectionne les sinusoïdes, les triangles ou les rectangles, pour les appliquer, à travers R_{13} , à l'étage adaptateur d'impédances, maintenant constitué du seul transistor T_1 utilisé en collecteur commun. Il n'est pas prévu, sur T_1 , de réglage de la polarisation continue, puisque la liaison s'effectue, vers le modulateur, par voie capacitive. Le niveau de sortie, donc le taux de modulation, est commandé par le potentiomètre P_8 .

On pourra s'étonner de la présence de la résistance R_{15} , qui semble doubler inutilement l'ensemble R_{16} et P_8 . En fait, elle permet de faire consommer un courant suffisant par T_1 (afin que son gain β ne devienne pas trop faible), sans imposer une intensité continue excessive dans P_8 , qui n'apprécierait guère ce traitement. À cet effet, R_{15} est reliée au - 12 volts de l'alimentation.

Dans la deuxième partie du schéma de la figure 6, on retrouve la configuration du modulateur analysé en figure 5. La tension modulatrice parvient sur l'entrée 1 à travers le condensateur d'isolement C_2 , tandis que les résistances R_2 et R_{23} assurent la polarisation en continu des entrées 1 et 4. Un équilibrage se révèle d'ailleurs indispensable : c'est le rôle des résistances R_{24} et R_{25} , associées à l'ajustable AJ_4 .

L'entrée de la porteuse, en provenance de la carte 1 par la résistance R_{29} (on en atténue le niveau grâce au diviseur R_{29} et R_{30}), parvient sur l'entrée 10 à travers C_4 . En continu, les entrées 8 et 10 se trouvent polarisées à + 6 volts à partir du diviseur R_{17} R_{18} , et à travers les résistances R_{19} et R_{20} .

On recueille le signal de sortie modulé, sur la borne 6, pour l'envoyer sur l'étage final construit autour du PNP T_2 , dont le gain est réglable à l'aide de l'ajustable AJ_6 , fixant le taux de réaction négative.

Enfin, le signal modulé, maintenant ramené au niveau compatible

avec les exigences des étages de sortie de la carte 1, y retourne à travers C_8 , et la deuxième section du commutateur K_8 .

B. Le générateur de salves

Les salves se composent de périodes, en nombre entier mais variable du signal principal, séparées soit par des zones de silence, soit par des zones d'amplitude atténuée (un dixième de celle des salves).

Chaque train d'ondes doit obligatoirement, pour les applications habituelles des tone-burst, commencer et finir au passage par zéro : nous y parviendrons grâce à une mise en forme dans un comparateur.

La division, qualifiée de « programmable » parce que le commutateur K_9 permet le choix du nombre de périodes de chaque salves, repose sur l'emploi d'une décade SN 7490, dont nous rappellerons d'abord quelques propriétés.

La décade SN 7490

Sans pénétrer les détails de sa structure interne, indiquons, par référence au brochage de la figure 7, et au tableau de vérité de la figure 8, la succession de l'état des sorties, dans les conditions où nous employons ce circuit.

Ces conditions impliquent le maintien à la masse, c'est-à-dire au niveau logique 0, des entrées R_1 et R_2

de remise à zéro, et des entrées S_1 et S_2 de remise à 9. La sortie A de la première bascule commande l'entrée BD de la deuxième, et les impulsions d'horloge, mises sous forme de créneaux logiques aux normes TTL, attaquent l'entrée E. Le tableau de vérité et les diagrammes de la figure 9, montrent alors la succession des états sur les quatre sorties.

Le principe du découpage

Il est illustré par la figure 10. Le signal principal (nous avons choisi les triangles dans la figure 10, mais le raisonnement s'applique aux deux autres formes d'ondes), attaque l'entrée e_1 d'un comparateur, dont on maintient l'autre entrée e_2 au niveau de la masse. Comme nous prélevons les tensions de l'entrée e_1 en un point de la carte 1 du générateur (revoir le synoptique du numéro 414) où ils sont centrés sur zéro, on dispose, en sortie du comparateur, de créneaux à rapport cyclique unitaire, dont les transitions montantes et descendantes coïncident avec les passages par zéro du signal principal, avec inversion de phase (l'entrée active du comparateur étant son entrée inverseuse).

Des circuits de mise en forme, ramènent ces créneaux aux normes TTL, en leur faisant subir une inversion de phase. Sur leur sortie, on dispose donc maintenant des créneaux de la ligne c de la figure 10 : ils servent à commander l'entrée de la décade SN 7490.

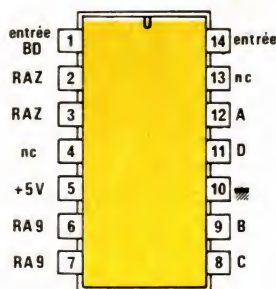


Figure 7

Figure 8

n	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

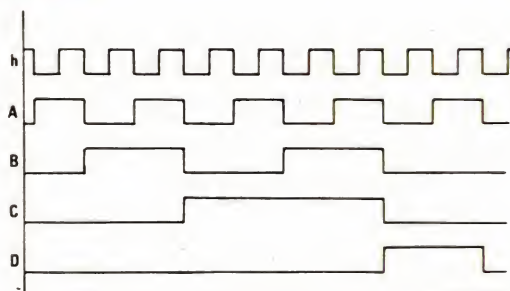


Figure 9

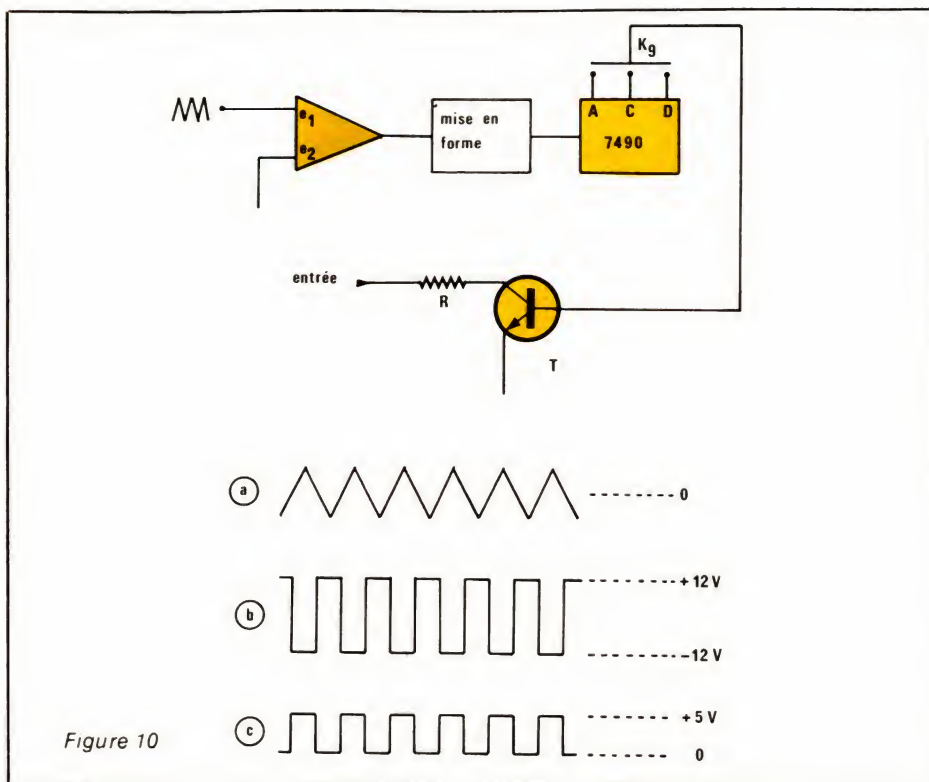


Figure 10

Grâce au commutateur K_9 , on sélectionne, sur cette dernière, soit la sortie A, soit la sortie C, soit la sortie D, qui, à leur tour, pilotent un transistor travaillant en interrupteur, par sa base. Ce même transistor, sur son collecteur que charge une résistance R , reçoit les signaux principaux de la carte 1. Suivant la position de K_9 , il laisse alors passer :

- soit une période sur deux de ces signaux,

- soit deux périodes sur dix (commande par la sortie D),
- soit quatre périodes sur dix (commande par la sortie C).

Le fonctionnement du transistor T_3 , qui reçoit, sur son collecteur, des tensions alternativement positives et négatives par rapport à la masse, c'est-à-dire par rapport au potentiel de l'émetteur, nécessite quelques explications que, pour ne pas alourdir le texte, nous reportons en annexe.

Schéma complet du générateur de salves

On le trouvera en figure 11. La numérotation des composants suit celle de la figure 6, puisque l'ensemble fait partie de la même carte (carte 3 du GF 2).

Les signaux de la carte 1, prélevés sur la sortie triangulaire de l'oscillateur 8038, parviennent, à travers R_{36} , à l'entrée inverseuse du comparateur CI_3 , dont l'entrée non inverseuse rejoint la masse par R_{37} . En sortie de CI_3 , aux bornes de R_{38} , on dispose donc de créniaux dont les paliers hauts et bas se situent respectivement à +12 volts et -12 volts.

Le transistor T_3 , alimenté, grâce au circuit régulateur de tension CI_6 , entre zéro et +5 volts, travaille entre le blocage et la saturation. Aux bornes de R_{40} , donc sur son collecteur, on recueille donc des créniaux évoluant entre ces mêmes tensions, et propres à commander la décade SN 7490, elle aussi alimentée sous 5 volts par CI_6 .

Les considérations développées en annexe, sur le fonctionnement du transistor découpeur, montrent que celui-ci exige, sur sa base, des tensions alternativement positives et négatives. On ne peut donc en assurer le blocage ou la saturation directement par les sorties TTL de la décade, et un interfacement s'impose. Il est confié au circuit CI_5 , amplificateur opérationnel choisi pour sa réponse rapide aux transitions.

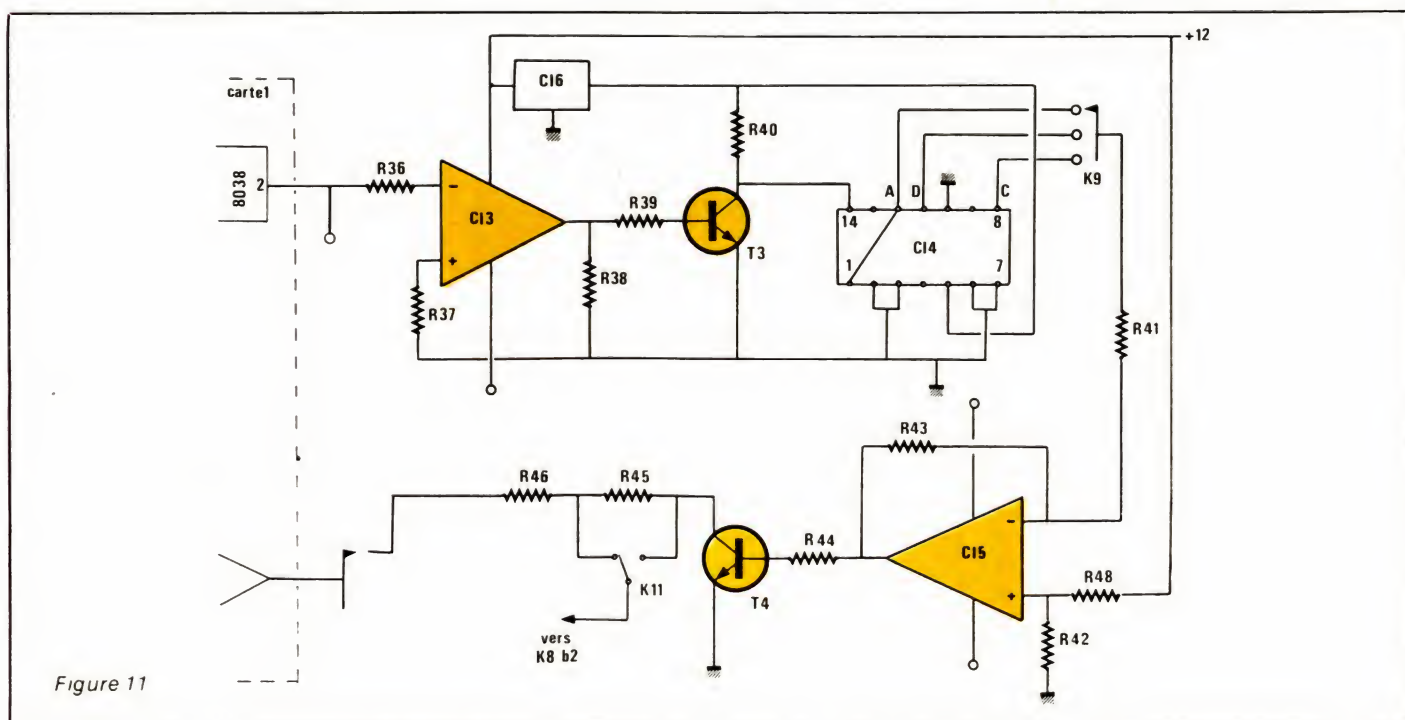


Figure 11

Figure 14

Cet amplificateur, monté en inverseur avec un gain légèrement supérieur à deux grâce aux résistances R_{41} et R_{43} , pilote la base du transistor découpeur T_4 , à travers R_{44} .

Depuis la sortie de la carte principale (résistance R_{45} sur la figure 10 du numéro 414), parviennent les signaux à découper. Grâce au commutateur K_{11} , on peut obtenir soit des salves séparées par des zones de silence total, soit des alternances de signaux dans des rapports d'amplitude de 1 à 10.

C. Câblage de la carte 3

Nous ne pouvons que répéter la mise en garde effectuée dans notre précédent numéro, à propos de la carte de modulation : il serait dangereux de passer à cette étape du travail, sans avoir totalement étudié l'exposé théorique.

La figure 12 donne, à l'échelle 1, et vu par la face cuivrée du substrat, le dessin du circuit imprimé. Pour l'implantation des composants, on se reportera à la figure 13, et à la photographie de la figure 14.

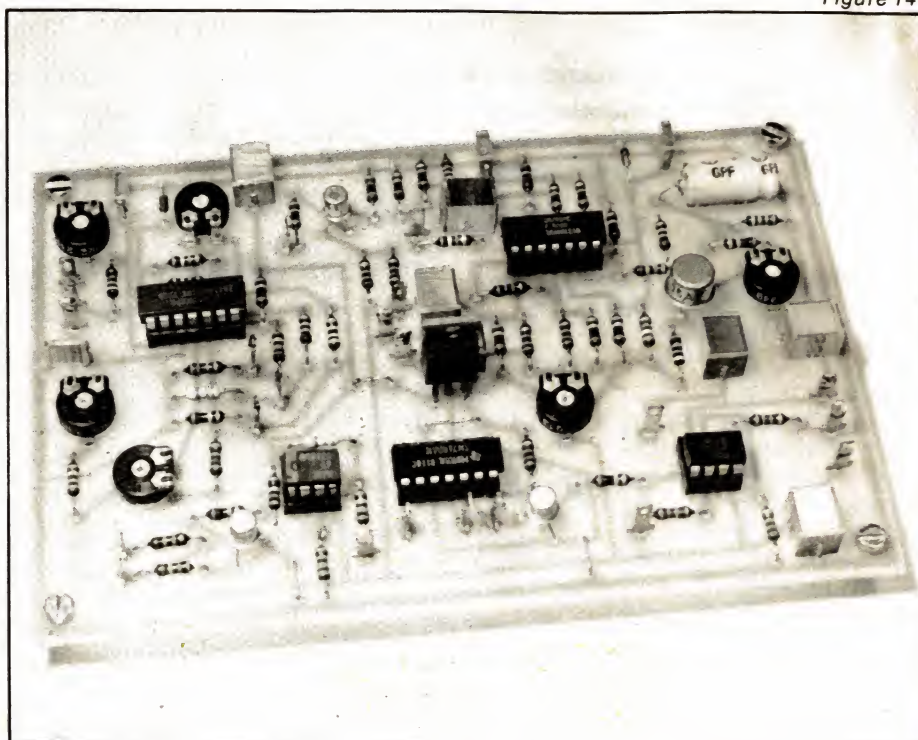
Là encore, les circuits intégrés (à l'exception bien sûr, du régulateur à trois pattes CI_6), seront montés sur supports. On ne les mettra en place qu'après avoir soudé ces derniers, et en veillant au respect de l'orientation.

D. Préréglage de la carte 3

Ici, comme pour la carte 2, un préréglage, effectué sur table, facilitera la mise au point finale. Il permettra aussi de déceler d'éventuelles erreurs de câblage, faciles à corriger à ce stade de la construction, mais qui poseraient des problèmes plus graves après la mise en place dans le coffret.

Sur table, on réalisera donc les opérations suivantes :

- relier provisoirement, par des fils courts, les potentiomètres P_7 et P_8 , ainsi que le commutateur K_{10} ;
- placer toutes les résistances ajustables à mi-course ;
- ne placer provisoirement, sur la carte 3, que le circuit intégré CI_1 (le régulateur CI_6 est déjà soudé, ce qui n'est pas gênant) ;
- brancher les alimentations (0, + 12 volts et - 12 volts) en faisant très attention aux polarités.



Réglage de l'oscillateur CI_1

Celui-ci, rappelons-le, fonctionne ici sur une seule gamme, dans une plage de fréquences approximativement comprise entre 50 et 60 Hz, et 10 kHz. On procédera à la mise au point dans l'ordre indiqué ci-dessous.

Symétrie des signaux de sortie

A l'aide du potentiomètre P_7 , régler la fréquence sur 1 à 2 kHz environ. Placer la sonde de l'oscilloscope sur la sortie « triangles » (borne 3 du circuit 8038). Régler la symétrie en agissant sur l'ajustable AJ_1 .

Limites de l'excursion en fréquence

Il s'agit de régler la fréquence maximale et la fréquence minimale de l'unique gamme d'oscillations, par les résistances ajustables AJ_2 et AJ_3 . Pour cela :

- tourner P_7 à fond vers les fréquences les plus élevées, et régler AJ_3 à la limite des déformations. Ce réglage a été explicité dans notre numéro 414, ou nous avons publié un oscillogramme montrant les phénomènes observés lorsque le potentiel descend trop bas sur la borne 8 du 8038 ;

- tourner P_7 à fond vers les fréquences basses. Là encore, nous avons montré les défauts à éviter, ce qui s'obtient par AJ_2 . On ne cherchera pas à dépasser les fréquences pour lesquelles une nouvelle dissymétrie prendrait naissance : il importe peu, pour la modulation, d'obtenir un rapport 1000, et une valeur de 100 suffit très largement.

Distorsion des sinusoïdes

On placera maintenant la sonde de l'oscilloscope sur la sortie sinusoïdale, c'est-à-dire sur la borne 2 du circuit 8038, et on reviendra à une fréquence de 1 à 2 kHz. La distorsion minimale s'obtient en réglant AJ_5 .

Egalité des amplitudes

Il s'agit d'un simple contrôle, puisqu'aucun réglage n'est prévu. En plaçant la sonde sur le point commun du commutateur K_{10} , on vérifiera que l'amplitude est bien à peu près la même (environ 2 volts crête à crête) pour les trois signaux. Un écart important résulterait d'une erreur dans le choix des résistances R_7 et R_{12} .

En plaçant maintenant la sonde sur le curseur du potentiomètre P_8 , on vérifiera que, pour les trois signaux, l'amplitude varie, lorsqu'on manœuvre ce potentiomètre, de 0 à 600 millivolts crête à crête environ.

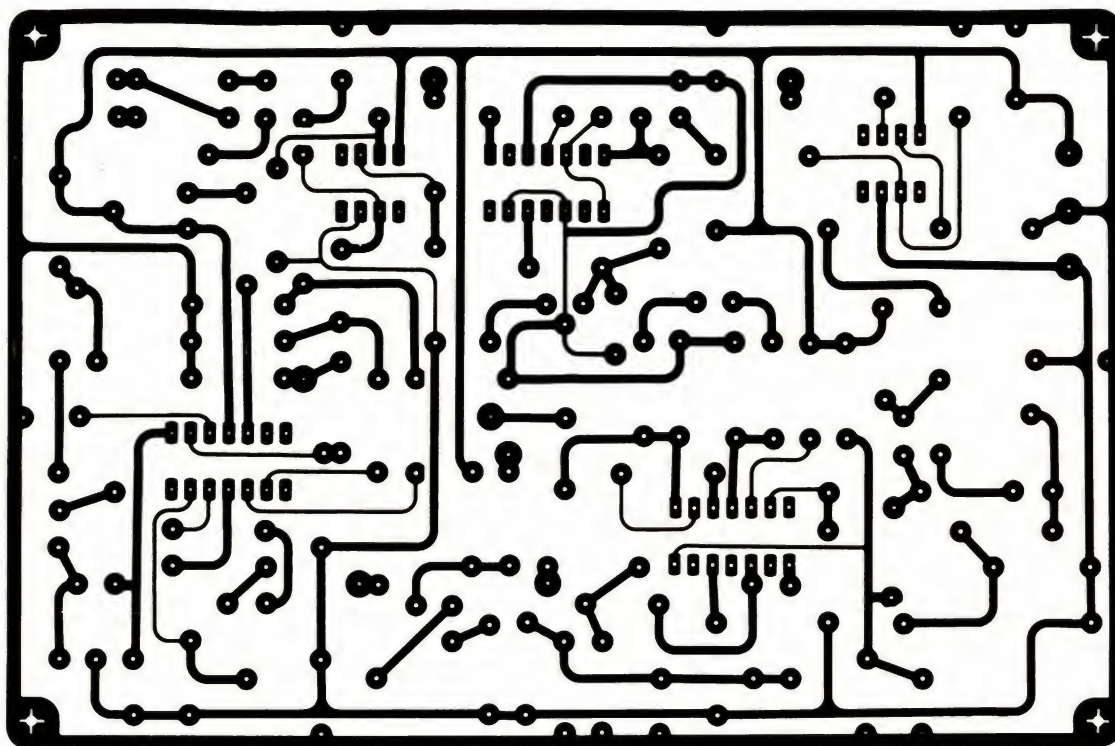


Figure 12

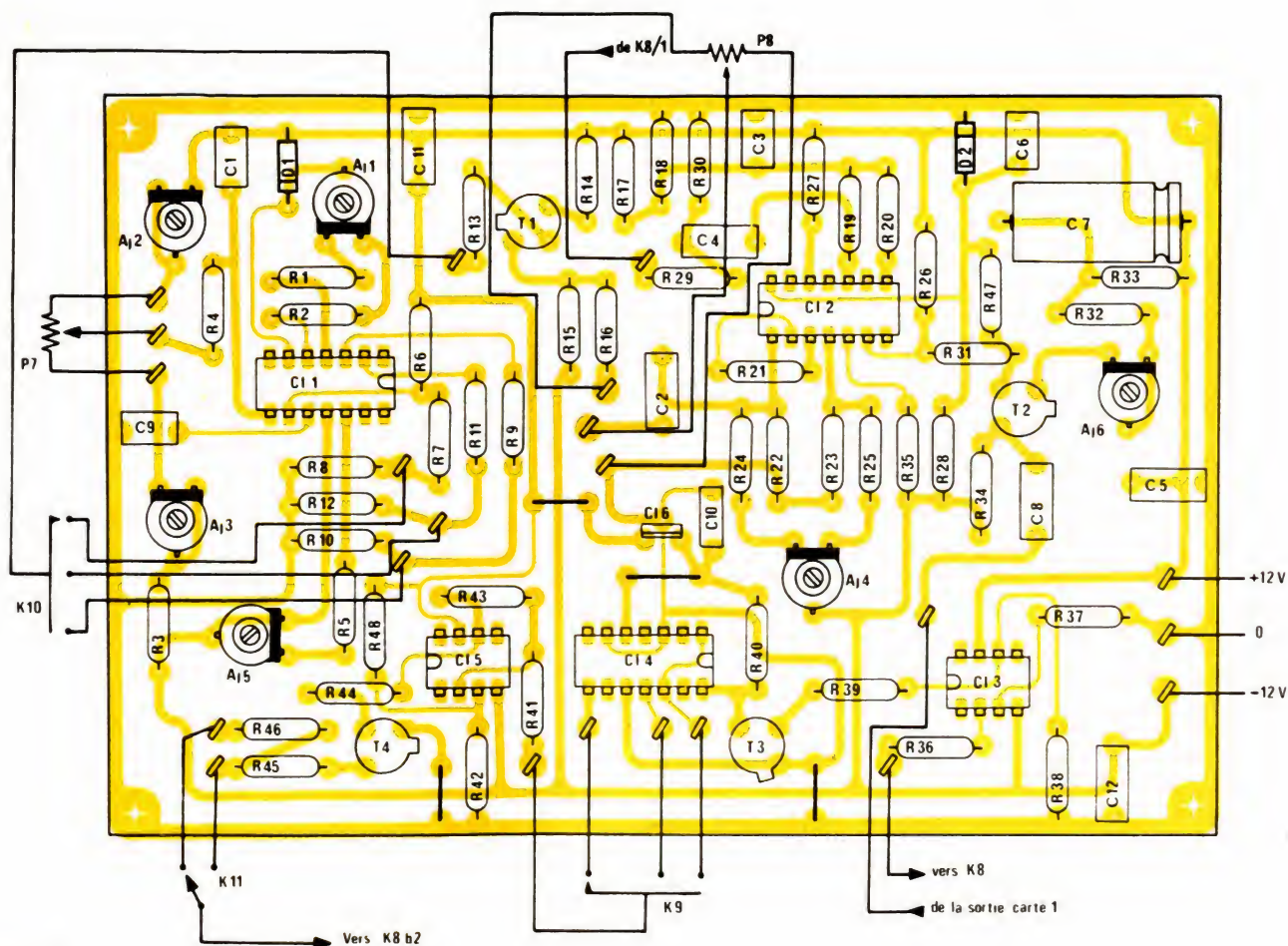


Figure 13

Réglage du modulateur Cl₂

Ce circuit reçoit les tensions de modulation, dont nous venons d'effectuer la mise au point, et la porteuse. Il convient donc d'appliquer cette dernière, en provenance du point C de la carte 1, à la sortie de l'adaptateur d'impédances (voir le synoptique, figure 1 du numéro 414). Provisoirement, on se passera du commutateur K₈, et on reliera directement cette sortie C, par un fil, sur la résistance R₂₉ du modulateur (voir figure 6 du présent article).

Les opérations à effectuer sont alors les suivantes :

- régler la porteuse (signal de la carte 1) en sinusoïdes, sur une fréquence de 50 à 100 kHz
- régler le signal de modulation (carte 3) en sinusoïdes également, sur une fréquence de 500 à 1 000 Hz
- observer la tension de modulation, prise au point chaud du potentiomètre P₈ (point commun avec R₁₆ de la carte 3), sur la voie A de l'oscilloscope. Déclencher la base de temps sur cette voie (dans le cas de l'utilisation d'un oscilloscope monocourbe, utiliser la tension modulatrice pour un déclenchement externe)
- observer la tension modulée (borne 6 du circuit intégré Cl₂) sur la voie B de l'oscilloscope
- en retouchant le potentiomètre P₈, plusieurs fois si nécessaire, pour maintenir un taux de modulation de 100 %, régler AJ₄ afin qu'il ne subsiste, sur l'onde modulée, ni écrêtage des sommets comme il en apparaît sur l'oscillogramme B, ni contre-modulation, comme dans l'oscillogramme C. On doit, finalement, obtenir les résultats qu'illustre l'oscillogramme D. Il ne faut plus, alors, retoucher à AJ₄
- vérifier que, par le potentiomètre P₈, on peut faire varier le taux de modulation de 0 à 100 %, et même un peu plus. Si on n'atteignait pas 100 %, il faudrait diminuer légèrement R₁₆
- prélever maintenant le signal modulé (voie B de l'oscilloscope) sur le collecteur du transistor T₂, après le condensateur C₈. Régler P₈ pour une modulation atteignant juste 100 %, donc sans surmodulation. Régler ensuite AJ₆ pour que l'amplitude du signal modulé soit la même que celle de la porteuse prélevée au point C de la carte 1, et observée sur la voie A de l'oscilloscope. Ceci entraîne une désynchronisation de la base de

temps, à moins de déclencher cette dernière en externe, par la tension modulatrice.

Les opérations décrites pour le réglage du modulateur sont illustrées par les oscillogrammes B, C et D dont on consultera les légendes.

Réglage du générateur de salves

Il ne s'agit pas en fait d'un réglage, mais d'un simple contrôle destiné à déceler d'éventuelles erreurs de câblage. On mettra maintenant en place tous les circuits intégrés de la carte, et on procédera aux opérations suivantes :

- raccorder la sortie « triangles » de la carte principale (prélevée sur le commutateur K₂, figure 10 et synoptique du numéro 414), sur la résistance R₃₆ de la carte 3.
- connecter provisoirement le commutateur K₉, à l'aide de fils courts.
- brancher la voie A de l'oscilloscope sur les triangles de la carte 1.
- choisir pour l'oscillateur principal, une fréquence de quelques kilohertz.
- brancher la voie B de l'oscilloscope à la sortie de Cl₃ (carte 3), et vérifier que les crêteaux, synchrones des triangles, ont les caractéristiques indiquées par l'oscillogramme E.
- brancher ensuite la voie B au collecteur de T₃, et vérifier les signaux TTL (oscillogramme F)
- vérifier successivement les sorties A, C et D de la décade SN 7490, en y branchant la voie B de l'oscilloscope. Celle-ci servira à déclencher la base de temps. Les signaux qu'on doit observer sont ceux des oscillogrammes G, H et I.
- brancher la sortie de la carte principale sur la résistance R₄₆ de la carte 3, et vérifier, dans les trois positions de K₉, les signaux en salves, pris au collecteur de T₄, puis au point de jonction entre R₄₆ et R₄₅. On trouvera les oscillogrammes correspondants, en fin de notre article.

E. L'affichage digital des fréquences

Un affichage classique sur un cadran solidaire du potentiomètre de réglage de la fréquence, tel celui que nous avons adopté dans le

GF1, reste évidemment possible. Toutefois, l'affichage digital, s'il ne donne pas la précision d'un véritable fréquencemètre, se montre d'un emploi plus commode. D'autre part, en mode « vobulation », lui seul permet une détermination rapide de la fréquence du marqueur.

Lire une tension pour connaître une fréquence

On sait que, pour chaque gamme, donc pour chaque valeur du condensateur de temporisation, le circuit ICL 8038 délivre une fréquence déterminée par la tension qu'on applique sur sa borne 8. Après étalonnage, il suffit donc, pour lire la fréquence, de disposer d'un voltmètre indiquant cette tension. Comme un voltmètre digital, dans une configuration simple, coûte aujourd'hui moins cher qu'un galvanomètre à aiguille de bonne qualité, nous choisirons donc cette solution.

Une difficulté apparaît toutefois, en raison de la loi qui lie les variations de tension à celles de la fréquence. On sait que, sur chaque gamme, l'oscillateur de la carte 1 du GF2 délivre une fréquence qui varie du minimum à un maximum multiple de 5 (de 5 Hz à 500 kHz). On utilisera donc tout naturellement un voltmètre affichant de 0 à 500 (il s'agit d'un modèle à trois digits), en se débrouillant pour positionner convenablement le point décimal, et en précisant s'il s'agit de hertz ou de kilohertz.

Or, avec les tensions d'alimentation que nous avons choisies, le circuit ICL 8038 couvre ces plages lorsque sa borne 8 passe approximativement de + 12 volts (fréquences basses) à + 6 volts (fréquences élevées). Il nous faut donc un étage d'adaptation pour assurer cette conversion. Synoptiquement, le « fréquencemètre » du GF2 prend donc la configuration de la figure 15.

A l'entrée, le commutateur K₁₂ (nous continuons à numéroter les commandes de façade dans l'ordre du synoptique, alors que les composants propres à chaque carte sont référencés à l'intérieur de celle-ci) prélève la tension d'entrée soit sur la borne 8 du circuit ICL 8038 de l'oscillateur principal, soit sur le potentiel de référence du marqueur (point milieu du potentiomètre P₆). Cette tension attaque l'étage d'adaptation qui, sur sa sortie, délivre un potentiel

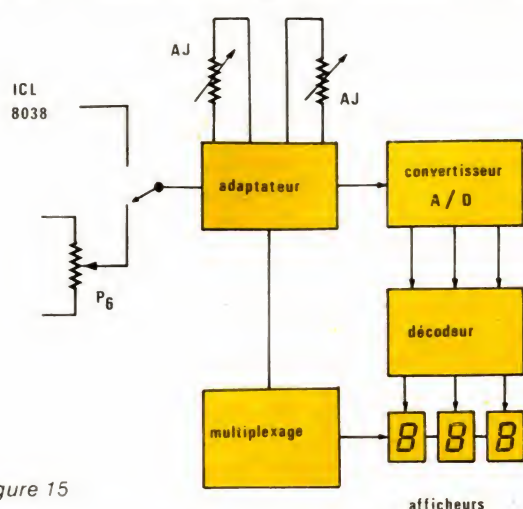


Figure 15

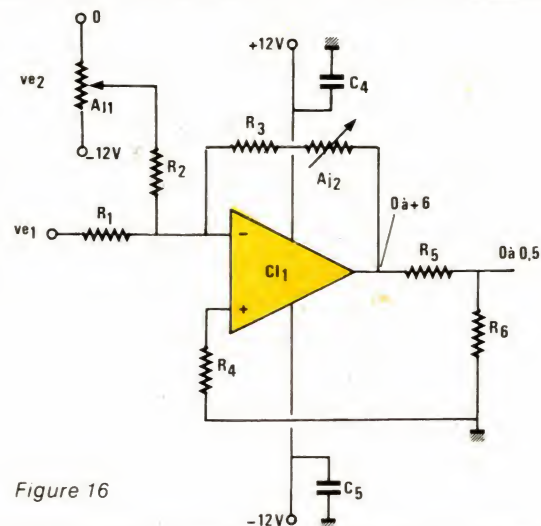


Figure 16

variant de 0 à + 0,5 volt, lorsque l'entrée passe de + 12 volts à + 6 volts. Pour obtenir ce résultat, deux réglages sont nécessaires: un décalage continu, commandé par l'ajustable AJ₁; le facteur d'échelle, réglé grâce à AJ₂.

La sortie de l'adaptateur commande le convertisseur analogique/digital du voltmètre, dont les sorties logiques BCD pilotent à leur tour un décodeur BCD-7 segments. Le résultat de chaque mesure apparaît sur trois afficheurs, multiplexés à la fois pour une simplification du câblage, et pour une réduction de la consommation.

Schéma de l'étage adaptateur

On le trouvera à la figure 16. Toutes les fonctions demandées sont remplies par l'amplificateur opérationnel de type 741, utilisé en sommateur inverseur.

En effet, avec la disposition adoptée dans la figure 16, et si nous baptisons:

- v_{e1} la tension d'entrée, variable de + 12 volts à + 6 volts.
- v_{e2} la tension sur le curseur de l'ajustable AJ₁, réglable de 0 à - 12 volts.
- v_s la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel.
- R la résistance somme de R_3 et de AJ₂, on trouve:

$$v_s = -R \left(\frac{v_{e1}}{R_1} + \frac{v_{e2}}{R_2} \right)$$

Compte tenu de cette relation, et des ordres de grandeurs des différentes tensions et composants, on

peut faire varier le potentiel de sortie de 0 à + 6 volts environ. Ces variations sont ramenées de 0 à + 0,5 volt par le diviseur R_5, R_6 .

Le fréquencemètre à trois digits

Sa conception s'inspire, dans ses grandes lignes, d'une réalisation déjà décrite dans la revue (RP.EL n° 409 de décembre 1981, sous la signature de J.-M. Higél). Ayant choisi des afficheurs à cathode commune, nous avons dû cependant apporter quelques modifications, dans le choix du circuit décodeur, et dans la polarité des transistors de multiplexage.

Comme dans l'exemple cité, le convertisseur analogique/digital est un circuit CA 3162 (CI₂ dans la figure 17). Nous ne reviendrons pas sur sa structure interne, puisqu'elle a déjà été décrite. L'ensemble est ali-

menté sous une tension de 5 volts, fournie par le régulateur intégré CI₄, à partir du + 12 volts de l'alimentation générale.

L'entrée, qui s'effectue à travers R_7 , est découplée par le condensateur C₁. La résistance ajustable AJ₃ fixe le zéro, tandis que AJ₄ détermine le facteur d'échelle; il s'agit, dans les deux cas, de modèles à 10 tours.

Les sorties BCD du circuit CI₂, commandent les entrées correspondantes du décodeur CI₃. Comme nous l'annonçons plus haut, et compte tenu du choix d'afficheurs à cathode commune, il s'agit d'un CD 4511, et non plus d'un CA 3161. Les sorties a à g sont appliquées aux segments correspondants des trois afficheurs, ce qui exige un multiplexage.

On obtient ce dernier en alimentant, par trois transistors NPN T₁, T₂ et T₃, les cathodes des trois afficheurs. Des créneaux séquentiels, prélevés sur le convertisseur CI₂, comman-

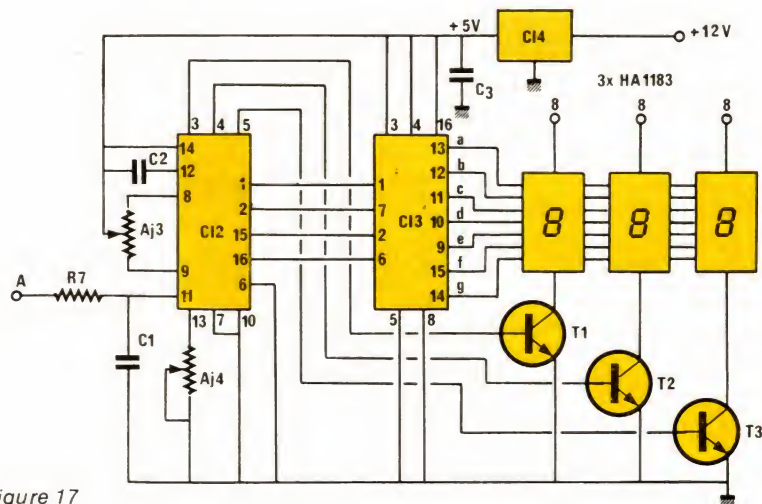


Figure 17

dent tour à tour les bases de ces transistors.

Les cartes du fréquencesmètre

On pourra s'étonner du pluriel utilisé dans le titre de ce paragraphe. L'implantation, sur deux cartes, des circuits décrits dans les figures 16 et 17, résulte de la disposition mécanique de la contrefaçon du GF 2, qui reçoit tous les potentiomètres, tous les commutateurs rotatifs, et... les afficheurs du fréquencesmètre.

En fait, la carte principale de ce dernier est celle dont la figure 18 donne, à l'échelle 1, le dessin du circuit imprimé. Elle reçoit donc tous les composants, à l'exception des afficheurs eux-mêmes. Pour l'implantation, on se reportera au dessin de la figure 19, ainsi qu'à la photographie de la figure 20.

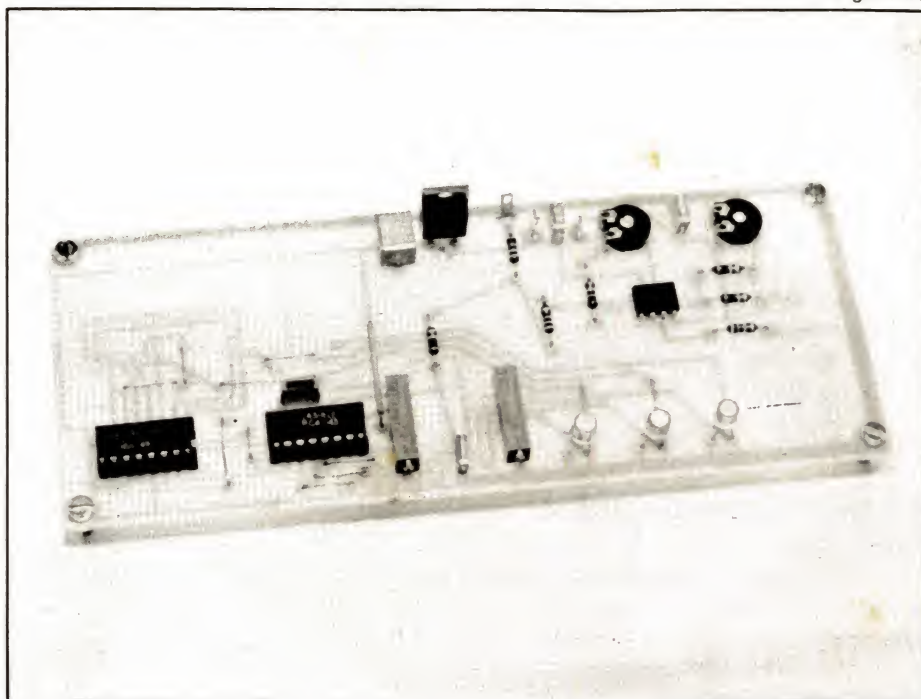


Figure 20

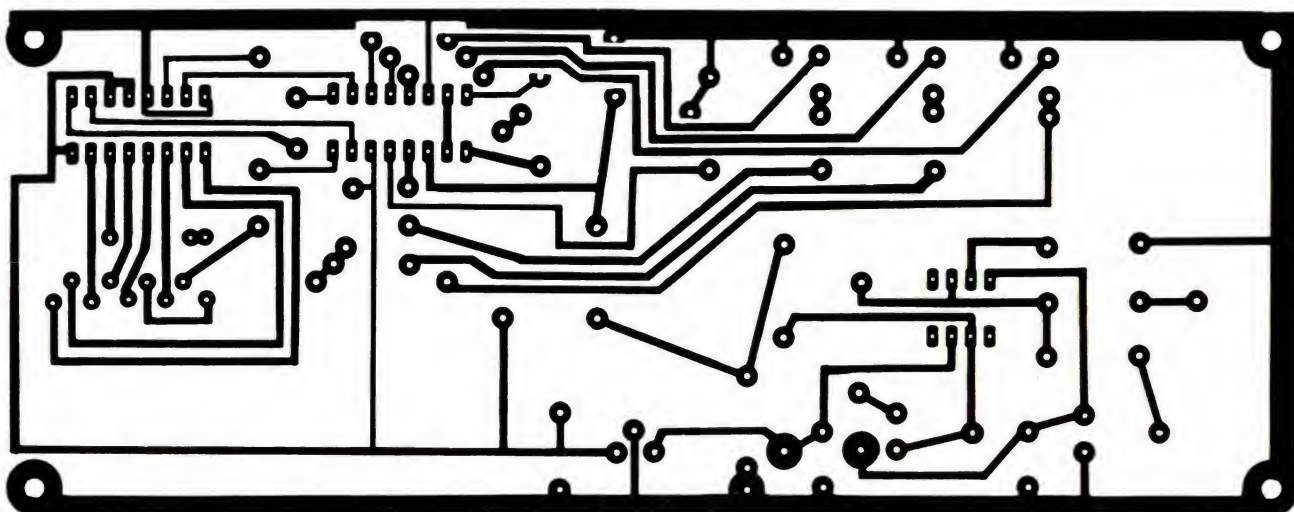


Figure 18

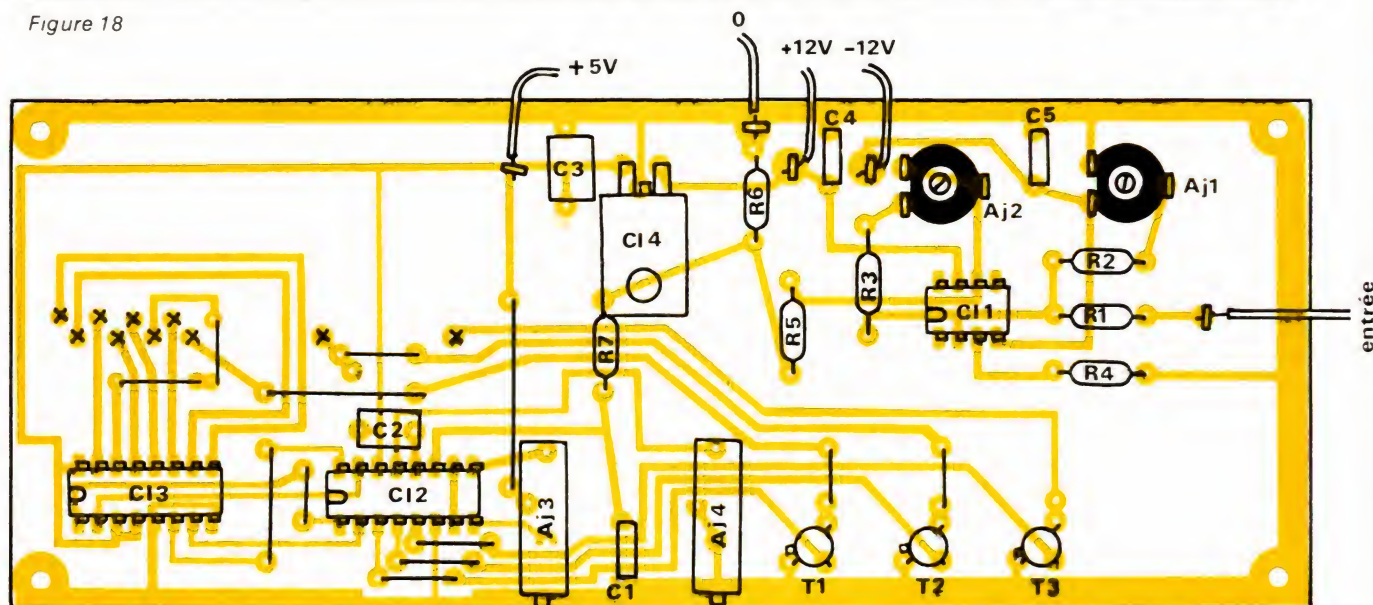


Figure 19

Dans la moitié supérieure gauche de la figure 19, apparaissent de nombreux trous apparemment inutilisés, et quelques straps assez mystérieux. Les premiers servent aux liaisons vers les afficheurs. Les deuxièmes réunissent entre eux quelques segments (tous les segments identiques sont reliés, à cause du multiplexage): on allège ainsi, un peu, le câblage de la contrefaçade.

Nous décrirons, lors du montage final, la carte qui reçoit les afficheurs, et sert en même temps de contrefaçade.

Le problème du point décimal

Le commutateur de gammes de l'oscillateur de la carte 1, donc celui qui sélectionne l'un des condensateurs de temporisation, comporte six positions. Sur la façade, nous ne les avons pas détaillées une à une, mais regroupées en deux pages: les hertz (trois premières positions) et les kilohertz (trois positions suivantes).

Dans tous les cas, les afficheurs du fréquencemètre marquent, en fonction du réglage du potentiomètre P_1 , un nombre compris entre zéro (ou du moins une valeur très faible) et 500. Le problème consiste donc à placer le point décimal pour une lecture directe de la fréquence, sur chaque gamme. On aura ainsi:

- première gamme (de 0 à 5 Hz): point décimal à droite du premier afficheur (8.88). Lecture en hertz;
- deuxième gamme (de 0 à 50 Hz): point décimal à droite du deuxième afficheur (88.8). Lecture en hertz;
- troisième gamme (de 0 à 500 Hz): pas de point décimal (888). Lecture en hertz;
- quatrième gamme (de 0 à 5 kHz): point décimal à droite du premier afficheur (8.88). Lecture en kilohertz;
- cinquième gamme (de 0 à 50 kHz): point décimal à droite du deuxième afficheur (88.8). Lecture en kilohertz;
- sixième gamme (de 0 à 500 kHz): pas de point décimal (888). Lecture en kilohertz.

Pratiquement, le commutateur K_1 comporte alors deux sections, à six positions chacune, et son branchement est donné par la figure 21. A travers la résistance R , reliée au + 5 V, le point commun de la section K_{1b} alimente soit le point décimal de l'afficheur n° 1 (PD_1), soit celui de l'afficheur n° 2 (PD_2), soit... rien.

Câblage de la contrefaçade et du fréquencemètre

Les figures 18 à 20 nous ont indiqué, déjà, le câblage du fréquencemètre proprement dit. La figure 22 donne le dessin, côté cuivre, de la

moitié gauche de la contrefaçade, où prennent place notamment les trois afficheurs. Le dessin de la figure 23, et les photographies des figures 24 et 25, fournissent toutes les indications nécessaires pour la mise en place des composants.

Comme nous voulions éviter l'emploi d'un support double face, il a

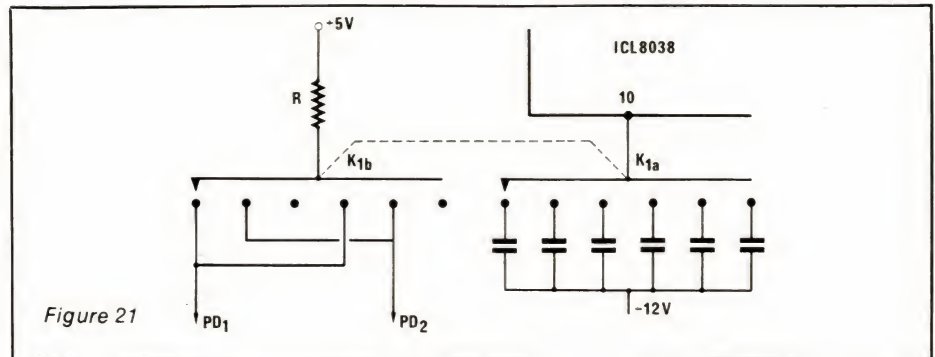


Figure 21

Figure 24

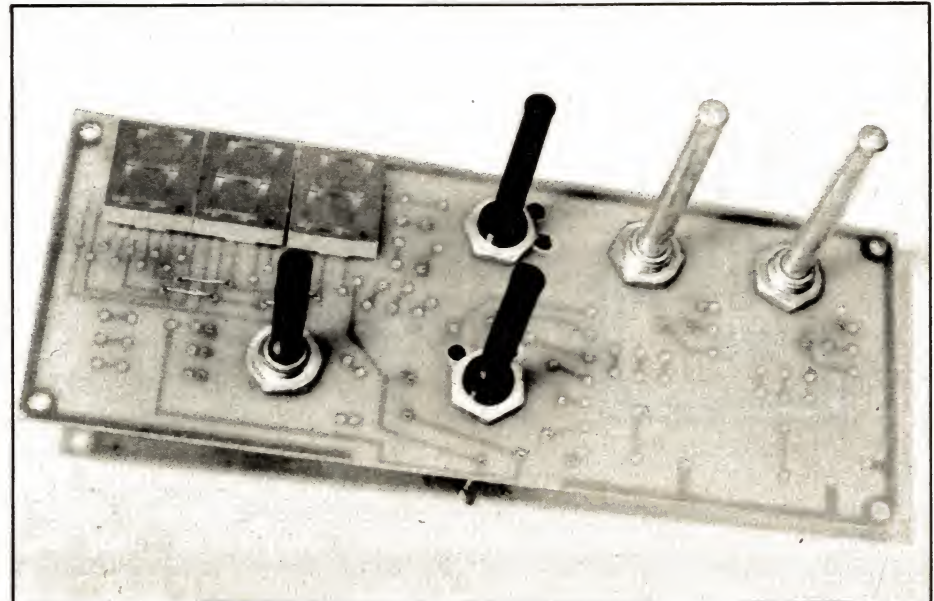
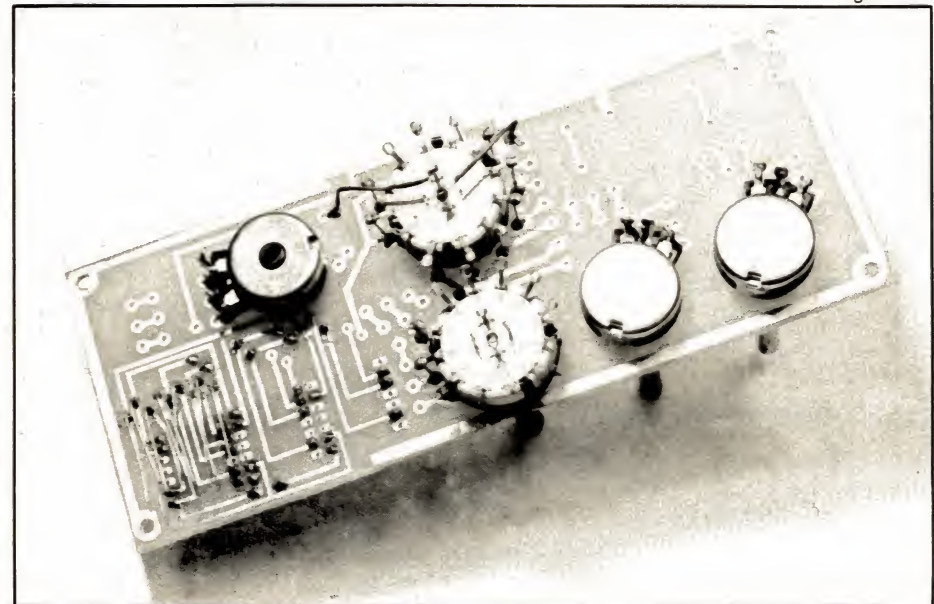


Figure 25



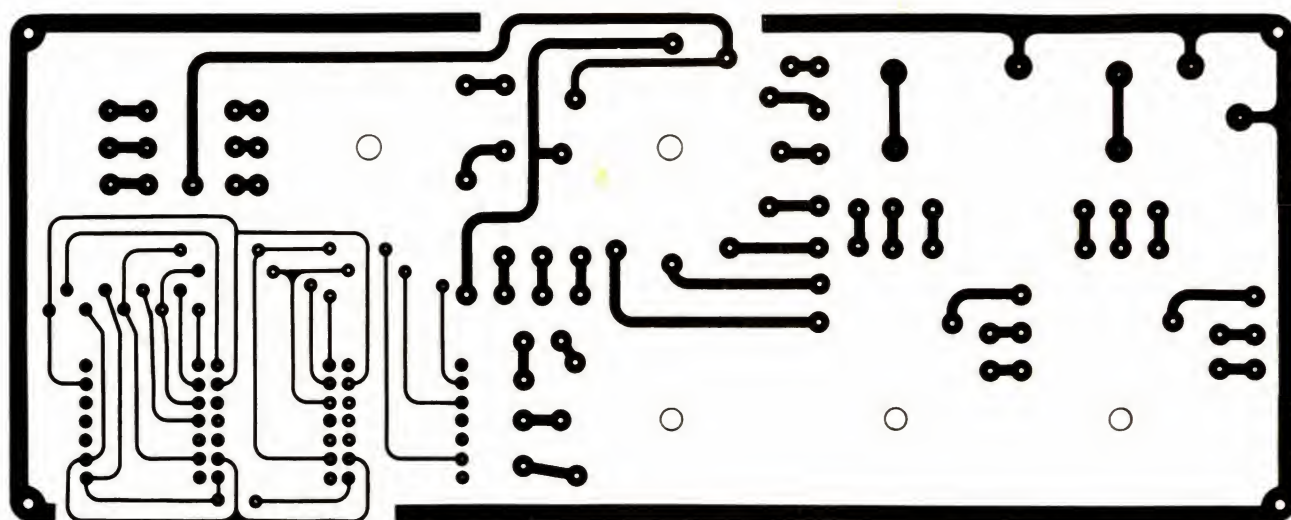


Figure 22

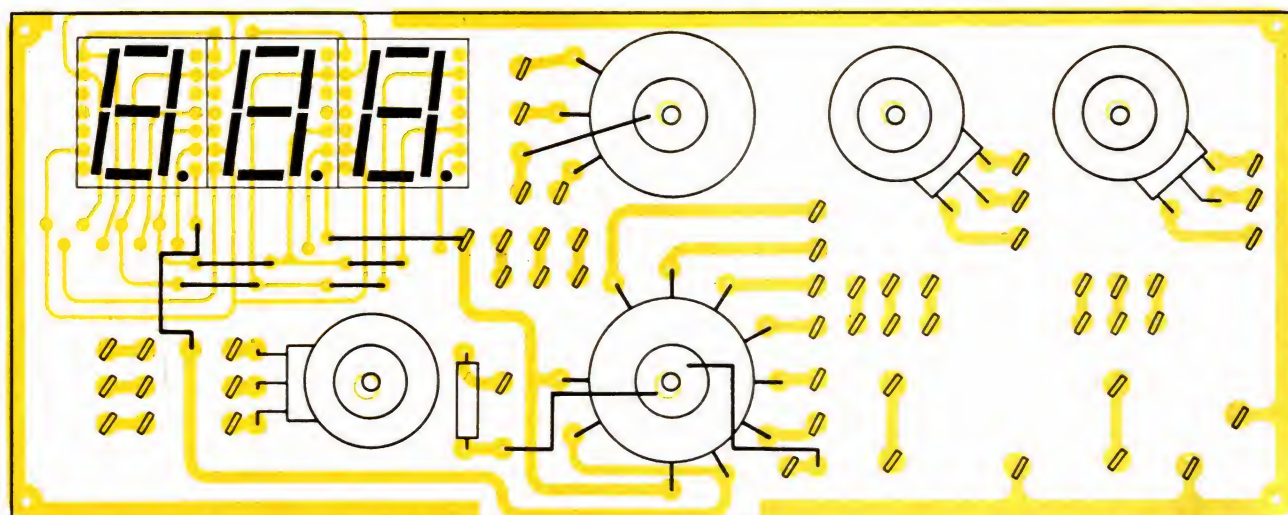


Figure 23

fallu recourir non seulement à l'utilisation de straps disposés de façon habituelle (c'est-à-dire sur le côté isolant du support), mais aussi de quelques fils de liaisons qui, du côté cuivré, réunissent les segments homologues de différents afficheurs. Ces liaisons sont les suivantes:

- un fil entre le segment d de l'afficheur central (d_2) et le segment d de l'afficheur de droite (d_3);
- un fil entre le segment g de l'afficheur de gauche (g_1) et celui de l'afficheur central (g_2), puis un fil entre celui-ci et le segment g de l'afficheur de droite (g_3).

Enfin, pour la demi-façade de droite, on trouvera le dessin du circuit en figure 26, l'implantation des « composants » (potentiomètres et commutateurs) en figure 27, et des indications plus imagées dans les photographies des figures 28 et 29.

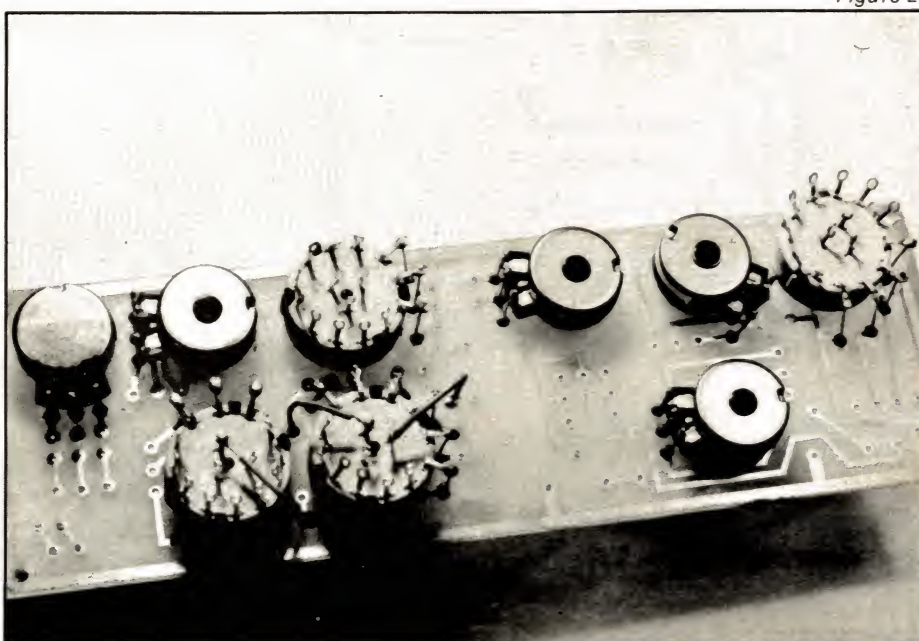


Figure 28

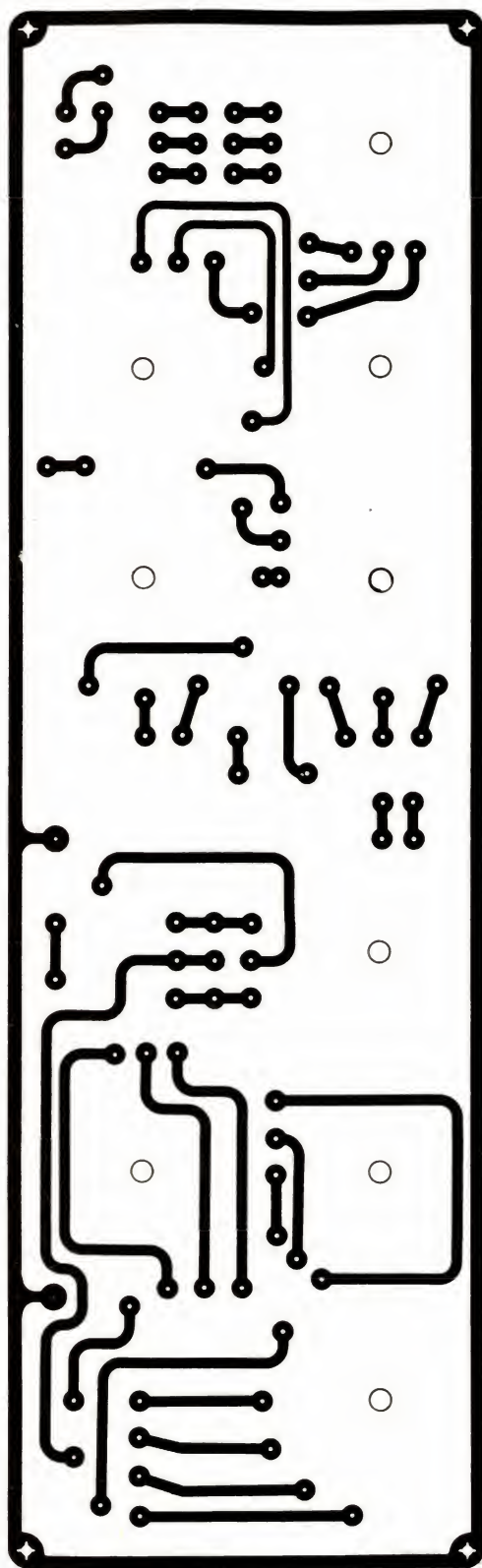


Figure 26

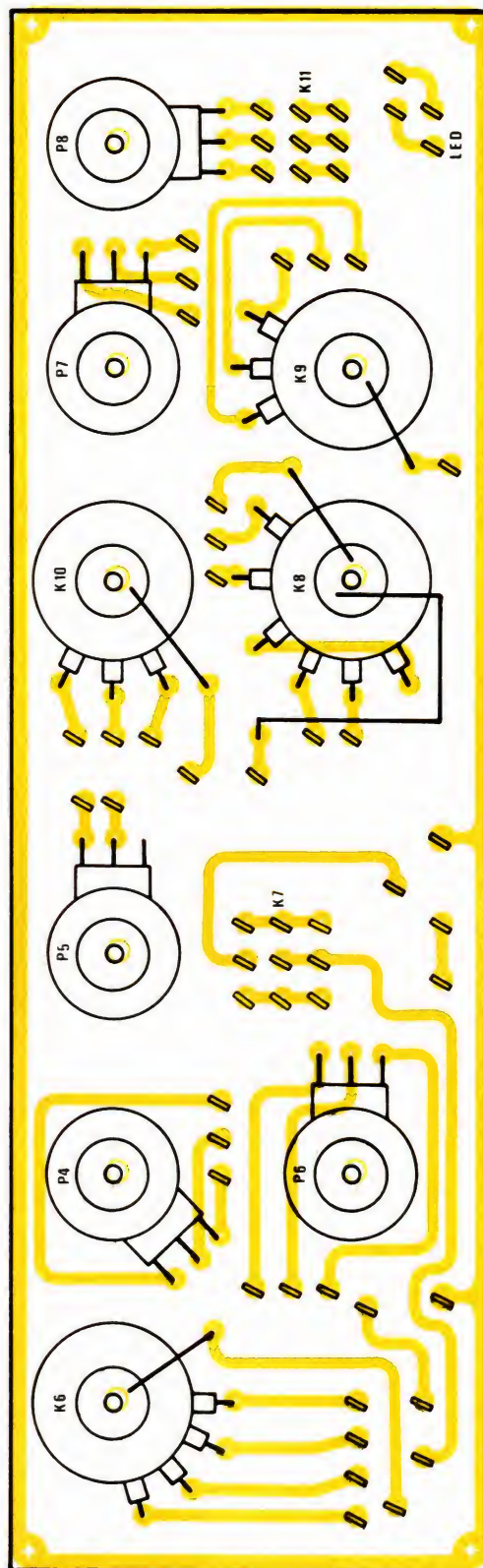


Figure 27

Réglage de la carte « fréquencesmètre »

Le premier réglage s'effectuera sur table, en enlevant les circuits intégrés CA 3162 et CD 4511. On alimente la carte en + 12 volts et - 12 volts, et on applique, sur l'entrée (résistance R₁), une tension ré-

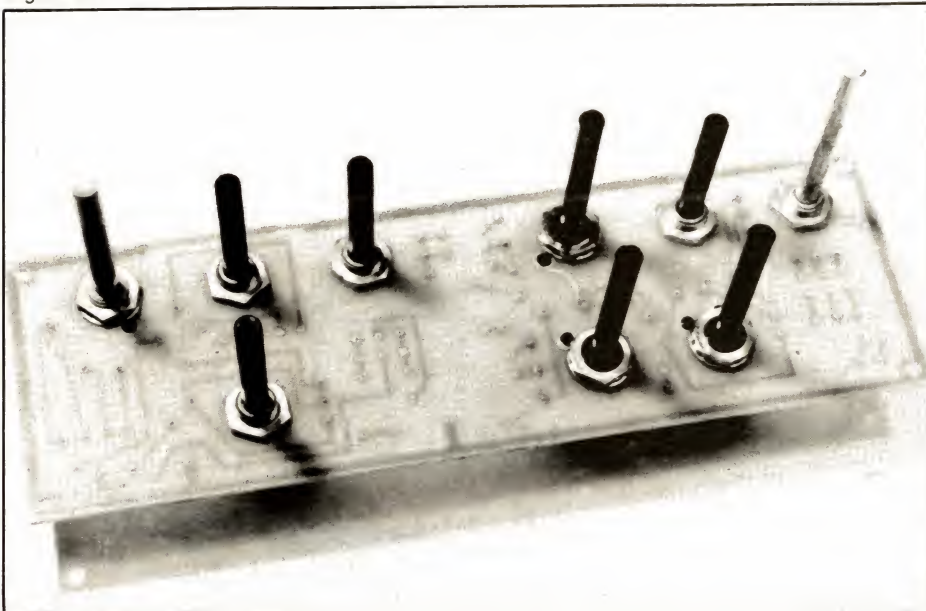
glable entre + 6 volts et + 12 volts, fournie par une alimentation stabilisée. Après avoir placé à mi-course les ajustables AJ₁ et AJ₂, on opérera dans l'ordre suivant :

- entrer une tension de + 12 volts, et régler AJ₁ pour obtenir, sur la sortie de l'amplificateur opérationnel, une tension nulle;

- entrer une tension de + 6 volts, et régler AJ₂ pour obtenir, toujours sur la sortie de l'amplificateur opérationnel, une tension de + 5 volts;
- recommencer deux ou trois fois ces réglages, qui sont légèrement interdépendants.

Lorsqu'on aura câblé la façade du générateur (mise en place des deux

Figure 29



contrefaçades et de la carte fréquences (mètre), percer, dans le fond du coffret, deux trous qui permettront d'accéder aux vis de réglage des résistances ajustables AJ₃ et AJ₄. Le reste de la mise au point s'effectuera après le câblage final.

F. Câblage final du GF2

Il s'agit de l'étape ultime, mais aussi, malheureusement, de la partie la plus ingrate du travail. Nous ne saurions la détailler fil par fil, ce qui demanderait des pages. Il appartient à chacun de procéder rationnellement, c'est-à-dire en conjuguant l'action du fer à souder et du crayon : ce dernier pour cocher, point par point, à la fois sur les schémas théoriques et sur les divers plans de câblage, les étapes successives. On utilisera de préférence du fil en nappes, dont les nombreuses couleurs facilitent les repérages.

La plaque arrière du coffret

Elle reçoit le transformateur, et la carte d'alimentation. Celle-ci, par rapport aux dimensions indiquées dans le numéro 414 (description du GF1) devra être légèrement retaillée, pour passer entre les rebords de la tôle. La photographie de la figure 30 montre la disposition des composants. On veillera, en effectuant des mises en place provisoires,

à positionner le transformateur de façon à ce qu'il ne vienne toucher aucun composant de la carte 3.

Le fond du coffret

Cette tôle reçoit les trois cartes principales du générateur, comme le montre la photographie de la figure 31. On disposera ces cartes aussi loin que possible vers l'arrière de l'appareil, afin qu'elles ne viennent pas toucher les composants de la façade.

A ce stade, ne pas oublier, comme nous l'indiquions précédemment, de percer deux trous à l'aplomb des ajustables du fréquencesmètre.

Figure 30

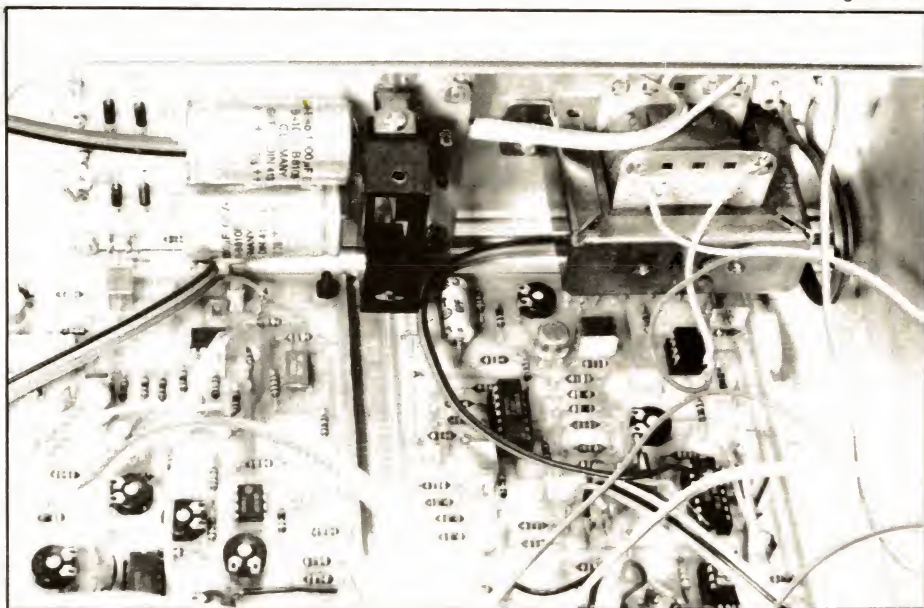
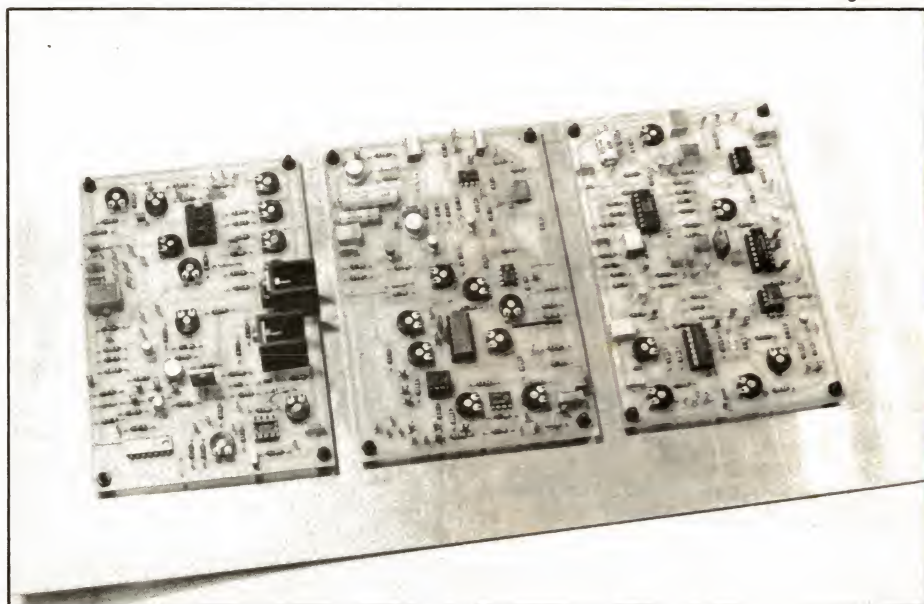
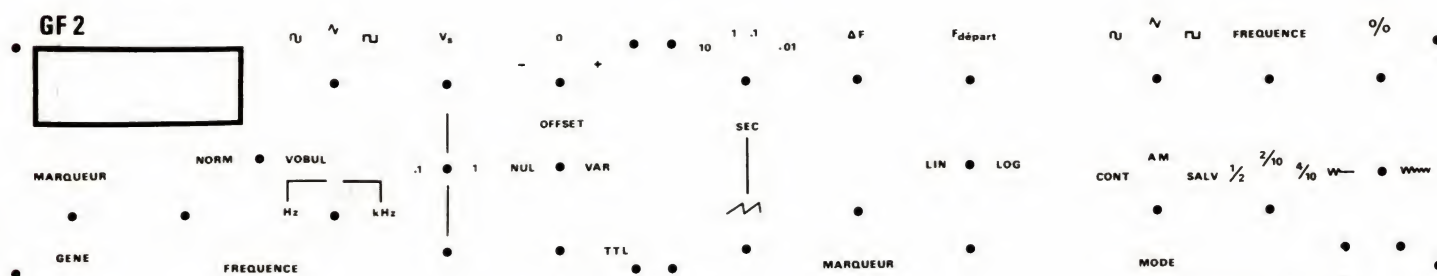


Figure 31





La façade

Après perçage selon les indications de la figure 32, que, pour des raisons évidentes d'encombrement dans le journal, nous avons dû publier à l'échelle 1/2, on mettra en place les composants mécaniques qui ne viennent pas sur les contrefrèdes, c'est-à-dire :

- les prises BNC,
- tous les commutateurs miniatures à deux positions.

La photographie de la figure 32 illustre cette étape. Pour ne pas encombrer une façade déjà très chargée, nous avons préféré reporter sur la face arrière la sortie de synchronisation, dont l'usage n'est pas fréquent.

On placera ensuite tous les fils destinés à assurer la liaison entre les composants de façade et ceux des contrefaçades, en prévoyant une longueur suffisante pour la mise en place mécanique de ces dernières, sur les huit grandes vis de fixation.

Les contrefaçades, une fois installées, recevront tous les fils de liaison vers les autres cartes du générateur, puis on mettra en place la carte «fréquence-mètre». Par dix fils rigides nus, celle-ci sera reliée à la carte qui porte les afficheurs. Les photographies des figures 33 à 35 illustrent ce travail.

Le câblage final

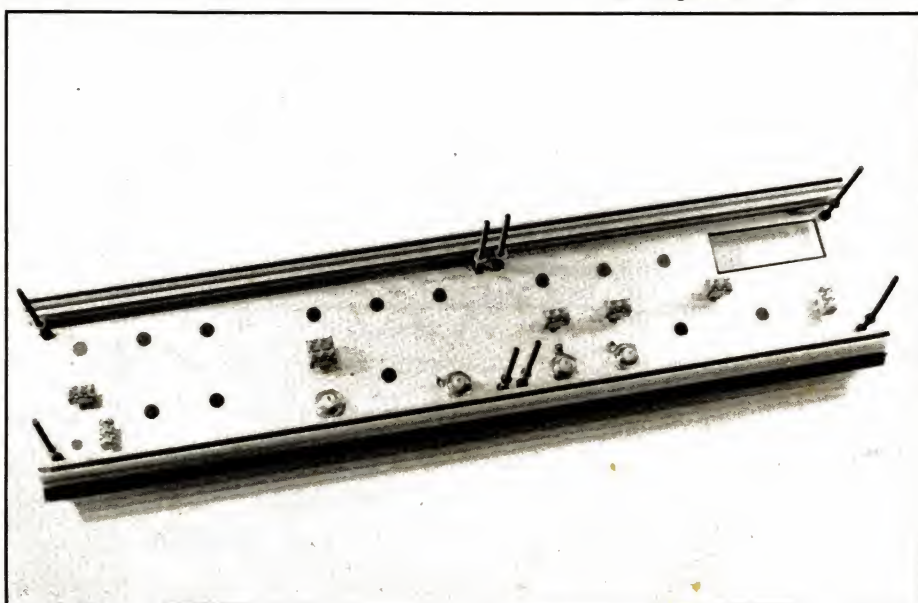
Il consiste à trier la forêt de fils, et à la distribuer vers les différentes cartes. Ici intervient, comme nous l'avons dit, la nécessité de cocher soigneusement chaque opération.

La photographie de la figure 36 montre le travail en voie d'achèvement.

Les dernières mises au point

On peut classer les ultimes règles en deux catégories:

- ceux qui ont déjà été faits séparément sur table, pour chacune des cartes, et qu'il ne reste donc plus



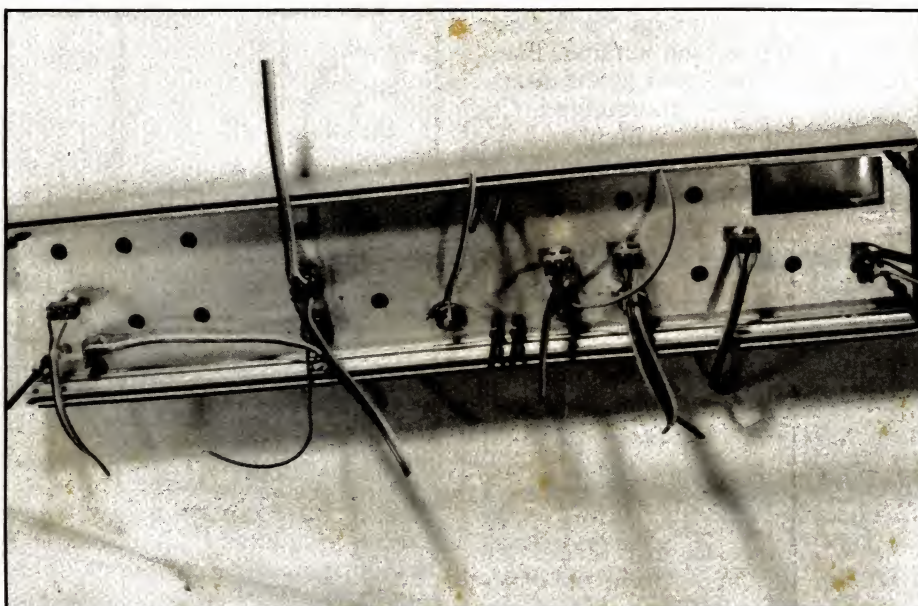
qu'à figner. On reprendra donc toutes les opérations précédemment décrites, en veillant à ne pas tout dérégler à tort et à travers :

- ceux qui concernent le fréquencemètre, et que nous explicitons ci-dessous.

Le générateur fonctionnant sur une gamme moyenne (par exemple de 0 à 5 kHz), on se place sur la fréquence la plus basse de la gamme (environ 5 Hz dans l'exemple cité).

Cette fréquence étant mesurée par un procédé quelconque (oscilloscope, fréquencemètre interne), on réglera AJ₄ pour qu'elle s'affiche sur le GF2. Toujours dans l'exemple cité, et puisqu'on ne dispose que de trois digits, la lecture sera comprise entre 0,00 et 0,01 (0 Hz ou 10 Hz). Il faut donc régler AJ₄ à la charnière de ces deux valeurs, ce qui revient à un pseudo réglage du zéro.

Ensuite, on passe sur la fréquence



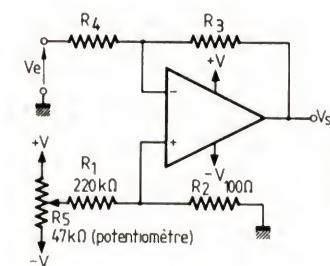
IDEE SCHEMA N° 37

RPEL

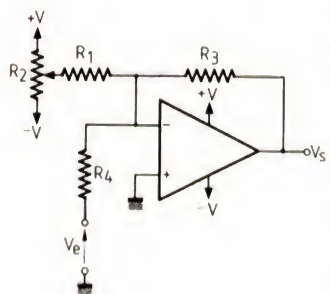
Différents types de compensation d'offset

Ces circuits sont valables quel que soit l'ampli opérationnel utilisé. Néanmoins, leur intérêt se trouve accru pour les amplificateurs opérationnels non munis de broches de compensation (balance).

Les techniques de compensation diffèrent suivant le type de montage, pour ne pas influencer sur les autres caractéristiques du circuit.



Circuit (a) : amplificateur inverseur.
La plage de compensation est :
$$\pm V \frac{R_2}{R_1}$$



Circuit (b) : amplificateur inverseur avec une impédance de source inférieure à $10 \text{ k} \Omega$.
Plage de compensation :
$$\pm V \frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4) R_1}$$

- si :
- $R_1 = 2000 \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right)$
 - $\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \leq 10 \text{ k} \Omega$

IDEE SCHEMA N° 39

RPEL

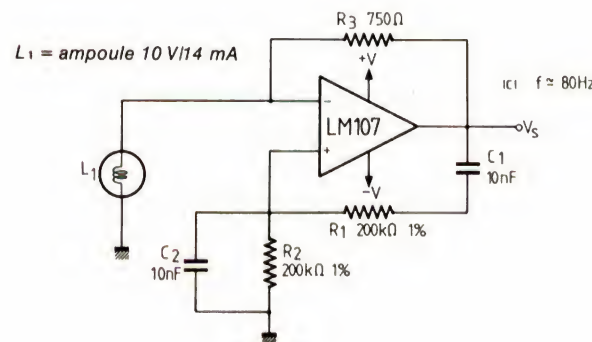
Oscillateur à pont de Wien simple

Parmi les oscillateurs harmoniques, le pont de Wien est un de ceux qui donnent la forme d'onde la plus pure, c'est-à-dire exempte de distorsion.

Son inconvénient réside dans la difficulté de stabiliser l'amplitude du signal en sortie, c'est-à-dire de maintenir l'oscillateur à la limite de la divergence. On utilise en général un élément non linéaire dont la résistance augmente lorsque la tension augmente.

Pour $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, la fréquence de fonctionnement vaut :

$$f = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$



IDEE SCHEMA N° 41

RPEL

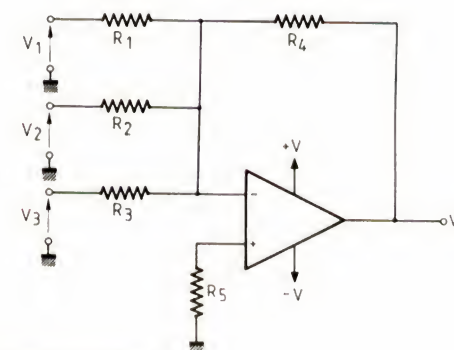
Amplificateur sommateur

Ce montage justifie pleinement la dénomination d'amplificateur opérationnel donnée à l'élément actif. A l'origine l'AOP fut conçu pour le calcul analogique. Ce circuit réalise la somme algébrique des différentes tensions présentes en entrée (ici au nombre de trois, ce qui n'est nullement impératif).

$$V_s = -R_4 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right)$$

On peut obtenir des gains en tension différents pour les différentes tensions d'entrée (fonction de R_1, R_2, R_3, \dots). La présence de R_5 se justifie pour minimiser la tension de décalage due aux courants de polarisation de la paire différentielle d'entrée. On la choisit telle que :

$$\frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$$



IDEE SCHEMA N° 42

RPEL

Amplificateur différentiel

Pour réaliser la différence de deux tensions, on utilise le montage suivant, qui, pour obtenir une différence exacte, nécessite l'appariement des résistances avec les conditions :

$$R_1 = R_3 \text{ et } R_2 = R_4 ;$$

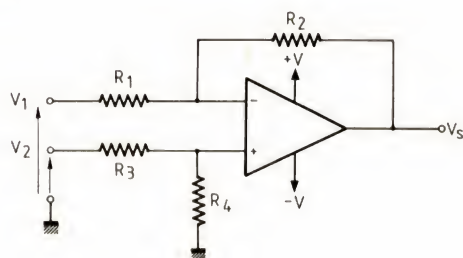
dans ce cas

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

Toujours pour minimiser l'offset dû aux courants de polarisation, on choisit les résistances de façon à ce que :

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$

Condition réalisée avec la première relation.



IDEE SCHEMA N° 40

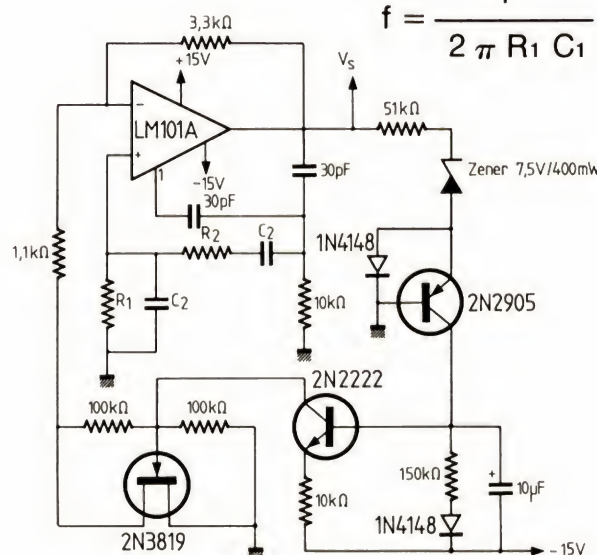
RPEL

Oscillateur à pont de Wien à stabilisation par FET

L'élément régulateur utilisé, ici, est un transistor à effet de champ dont la résistance R_{DS} varie suivant l'amplitude de la tension de grille qui lui est appliquée. L'emploi de la source de courant (2N2905) conjointement à un ampli-op de précision à faible dérive, garantit les performances de l'oscillateur dans une large plage de température.

La fréquence d'oscillation pour $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$ est toujours déterminée par :

$$f = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$

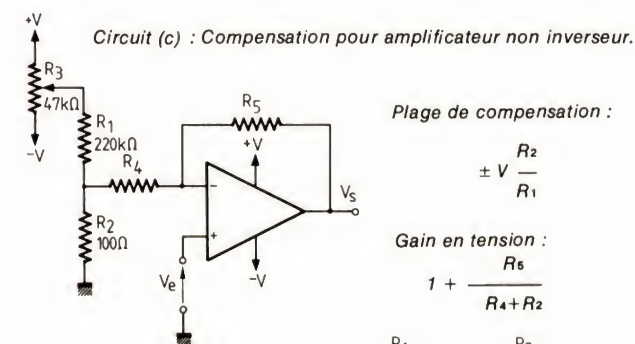


IDEE SCHEMA N° 38

RPEL

Différents types de compensation d'offset

Précisons que pour la grosse majorité des amplificateurs opérationnels disponibles actuellement, la tension de décalage ramenée à l'entrée n'excède jamais ± 10 mV. Dans certains cas, il faut tenir compte de la dérive de cette tension en fonction de la température, surtout lorsque la plage de température de fonctionnement est grande.



Circuit (d) : Compensation pour amplificateur différentiel.

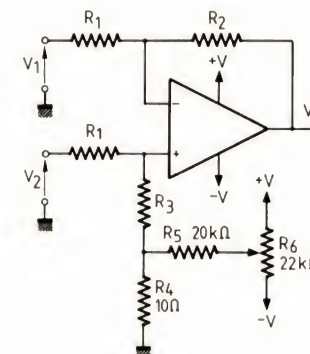
Plage de compensation :

$$\pm V \cdot \left(\frac{R_5}{R_4} \right) \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_3} \right)$$

si $R_2 = R_3 + R_4$

$$\text{Gain en tension : } G_v = \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$



FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEURS FIXES POSITIFS

SERIE 78 XX

La série de régulateurs positifs fixes à trois broches 78 XX est devenue un produit standard de l'industrie des composants électroniques. A ce titre, on la trouve en de multiples versions chez la majorité des constructeurs. Cinq versions de boîtiers et trois versions de tensions chez National Semiconductor et trois versions de boîtiers et huit versions de tensions chez Thomson sous la désignation 28 XX, etc. Afin de ne pas se perdre dans ce dédale de possibilités, nous ne donnerons que les caractéristiques relatives au boîtier TO 220, le plus couramment utilisé, et ce pour les tensions standard 5, 12 et 15 V.

Les caractéristiques générales variant très peu d'un boîtier à l'autre ou d'une tension à l'autre, hormis le courant maximum disponible, l'extrapolation reste facile pour les autres cas.

Cette série se caractérise par la possibilité d'ajuster la tension de sortie bien que prévue initialement pour une utilisation en tension fixe. Les régulateurs de cette famille sont tous protégés contre les surcharges thermiques, et possèdent un circuit de limitation de courant interne ainsi qu'une protection du ballast (SOA).

Valeurs limites absolues

Paramètre (Modèles 5, 12, 15 V)	Valeur
Tension d'entrée maximum V_{imax}	35 V
Température maximum de jonction T_{jmax}	125 °C
Courant de sortie maximum (avant limitation)	1 A

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur maximum		
		5V	12V	15V
• Coeff. de régulation amont ($I_o \leq 1A$ et $T_j = 25^\circ C$)	KVI	1 %	1 %	1 %
• Coeff. de régulation aval ($5 \leq I_o \leq 1A$, $0 \leq T_j \leq 125^\circ C$)	KVO	1 %	1 %	1 %
• Courant de repos	IQ	8,5mA	8,5mA	8,5mA
• Taux de réjection de l'ondulation d'entrée (valeur typique pour $I_o \leq 1A$ et $T_j \leq 125^\circ C$)	Rvi	80dB	72dB	70dB
• Résistance de sortie	Ro	8mΩ	18mΩ	19mΩ
• Tension différentielle minimum (pour assurer la régulation)	($V_i - V_o$) min	2,3V	2,6V	2,7V
• Tension de bruit de sortie ($10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$)	VNO	40μV	75μV	90μV

FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEURS FIXES NEGATIFS

SERIE 79 XX

Les remarques générales faites à propos de la série 78 XX s'appliquent à la série 79 XX. Il s'agit de régulateurs négatifs trois broches dont les capacités en courant de sortie par rapport au modèle correspondant en 78 XX sont tout de même légèrement supérieures. Par exemple, la version boîtier TO 220 en 79 XX peut débiter jusqu'à 1,5 A en continu au lieu de 1 A pour le 78 XX. Par ailleurs, le brochage pour un même boîtier est différent, cause de beaucoup de dégâts...

A l'instar de ce qui a été fait pour les 78 XX, les caractéristiques présentées ci-dessous ne concernent que la version TO 220 pour les tensions - 5, - 12 V et - 15 V.

Valeurs limites absolues

Paramètre (modèles 5, 12, 15 V)	Valeur
Tension d'entrée maximum	- 35 V
V_{imax} (Version - 5 V)	- 35 V
Tension d'entrée maximum	- 40 V
V_{imax} (Version - 12 et - 15V)	- 40 V
Température de jonction	0°, +125 °C

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur maximum		
		-5V	-12V	-15V
• Coeff. de régulation amont ($T_j = 25^\circ C$)	KVI	1%	0,7%	0,7%
• Coeff. de régulation aval ($T_j = 25^\circ C$, $I_o \leq 1,5A$)	KVO	2%	1,6%	1,3%
• Courant de repos	IQ	2mA	3mA	3mA
• Taux de réjection de l'ondulation d'entrée (valeur typique)	Rvi	66dB	70dB	70dB
• Tension différentielle minimum	($V_i - V_o$) min	1,1V	1,1V	1,1V
• Tension de bruit en sortie	VNO	125 μV	300 μV	375 μV

FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEUR DE TENSION FIXE 5 V

LM 109

Le LM 109 national semiconductor qui existe aussi sous les références SFC 2109 chez Thomson et μA 109 chez Fairchild, est un régulateur de tension fixe 5 V (à trois broches) disponible en boîtier TO3 et en boîtier TO 5 ou TO 39. Les dénominations 209 et 309 se différencient par la gamme de température de fonctionnement plus restreinte. Ces régulateurs sont particulièrement bien adaptés à la régulation locale sur des cartes de logique par exemple. Ils sont protégés contre les surcharges thermiques et disposent d'une limitation de courant interne.

Valeurs limites absolues

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée maximum V_i	35 V
Température ambiante de fonctionnement	0 à +125 °C
TO 3 version 309 (la moins performante)	0 à +125 °C
TO 5 version 309 (la moins performante)	0 à +125 °C

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur	
		Typique	Maximum
• Domaine de tension de sortie pour $7 < V_i < 25 \text{ V}$ et $I_o \leq 200 \text{ mA}$ et $P = 2W$ (TO5)	V_o	5,05 V	5,3 V
$I_o \leq 1 \text{ A}$ (TO3) et $P = 20W$ (TO3)			
• Coeff. de régulation amont $T_j = 25^\circ C$ et $7V \leq V_i \leq 25 \text{ V}$	KVI	0,08 %	1 %
• Coeff. de régulation aval $T_j = 25^\circ C$ $I_o < 0,5 \text{ A}$ (TO5)	KVO	0,4 %	1 %
$I_o < 1,5 \text{ A}$ (TO3)		1 %	2 %
• Tension de bruit en sortie	VNO	40 μVeff	
• Courant de repos		5,2 mA	10 mA
• Stabilité dans le temps	KVH	10 mV	20 mV

FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEUR DE TENSION FIXE 5 V

LM 109

BROCHAGES

TO-39 (CB-7)
BOITIER METAL



- 1 Entrée non régulée
- 2 Sortie régulée
- 3 Masse

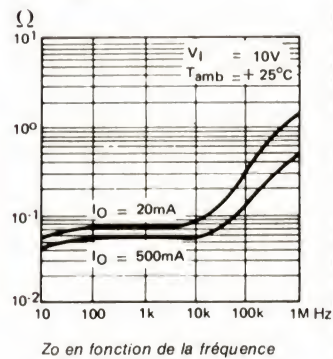
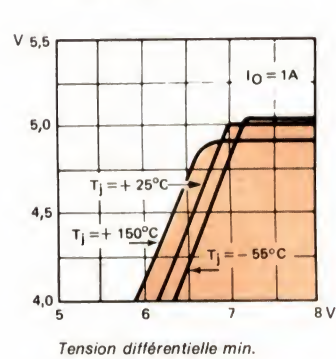
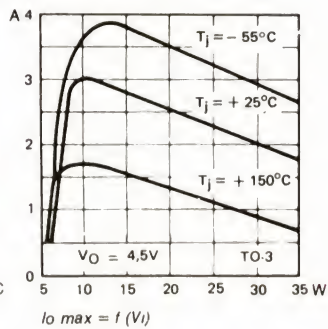
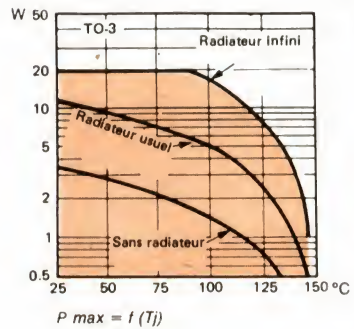
Vues de dessous

TO-3 (CB-19)
BOITIER METAL



3 Boitier

La masse est reliée au boitier



FICHE COMPOSANT

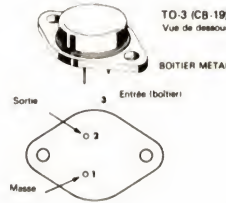
RPEL

REGULATEURS FIXES NEGATIFS

SERIE 79 XX

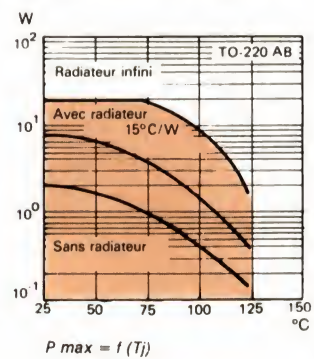
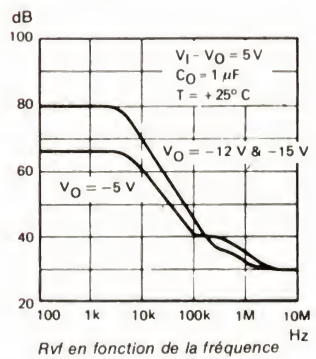
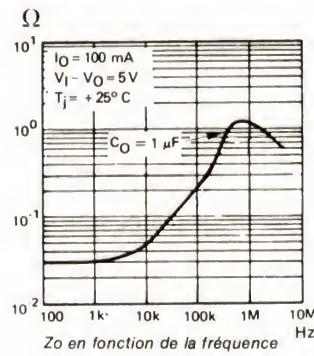
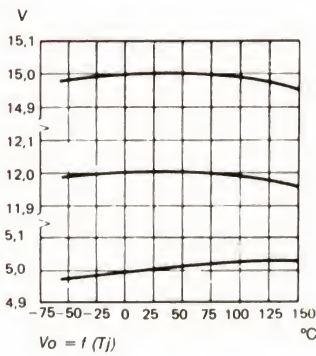


Sortie
Entrée
Masse



TO-3 (CB-19)
Vue de dessous
BOITIER METAL

Sortie
Entrée (boitier)
Masse



FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEURS FIXES POSITIFS

SERIE 78 XX

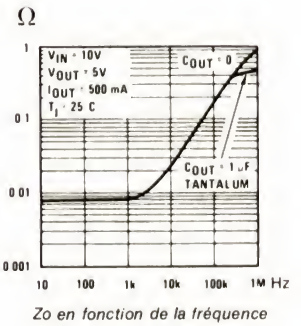
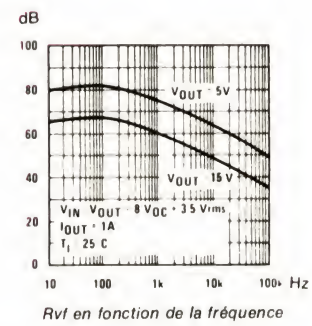
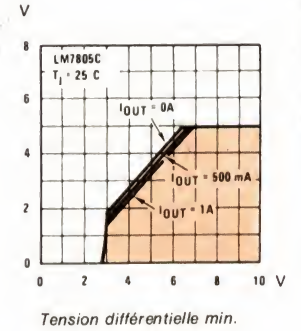
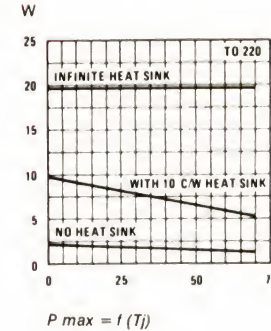
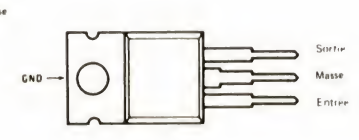
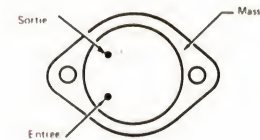
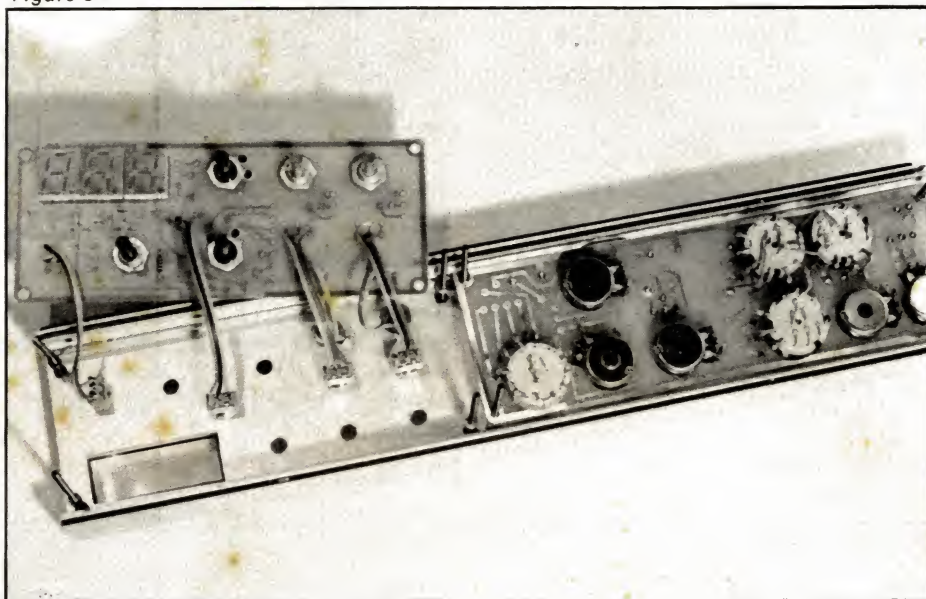


Figure 34



la plus élevée de la gamme, soit 5 kHz théoriquement (la mesurer), et on règle l'ajustable AJ₃ pour obtenir l'affichage correspondant.

Et pour conclure?

Sous ce titre, se dissimule, d'abord, la satisfaction (presque le soulagement!) de l'auteur: voici, pour lui, le terme d'une longue entreprise, qui a connu ses heures d'exaltation, mais aussi ses périodes de découragement.

Exhortons le lecteur à la même patience, et souhaitons lui, bien évidemment, de s'en trouver récompensé. Les oscillogrammes déjà publiés, et ceux que nous ajoutons pour terminer, lui prouveront que le GF2 peut rendre maints services.

R. RATEAU

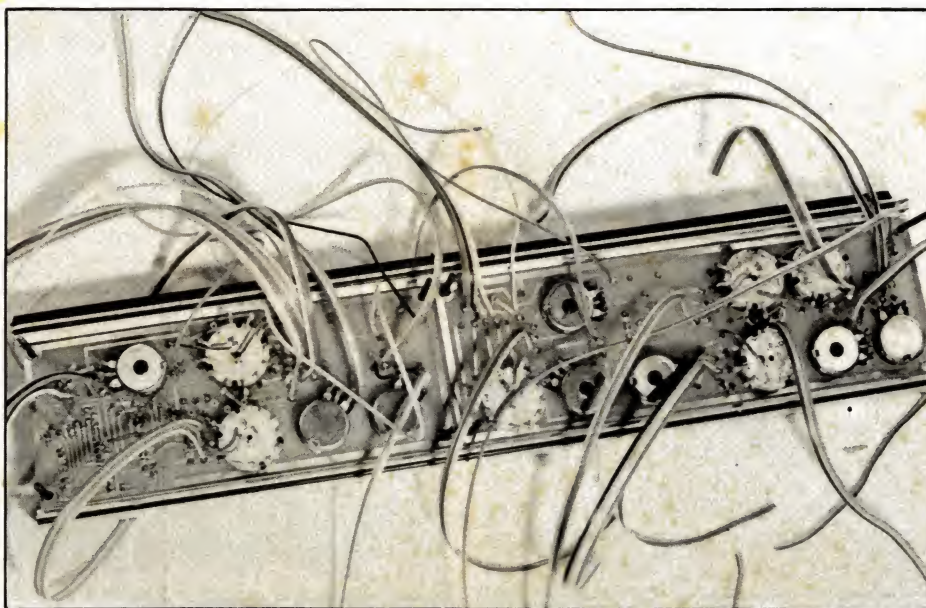


Figure 35

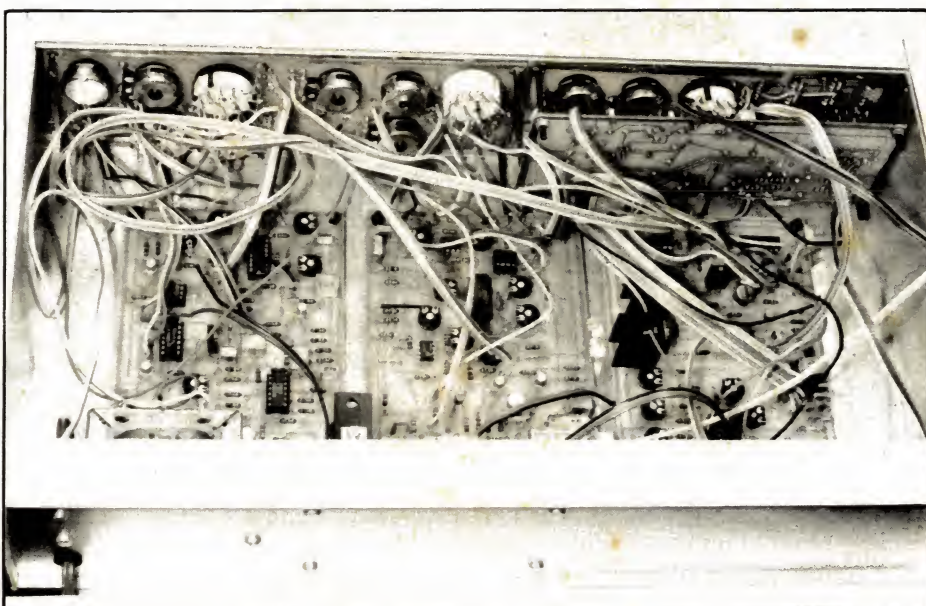


Figure 36

Nomenclature des composants

Résistances

1/4 watt à $\pm 5\%$

R₁ : 3,9 k Ω

R₂ : 3,9 k Ω

R₃ : 33 k Ω

R₄ : 470 Ω

R₅ : 68 k Ω

R₆ : 10 k Ω

R₇ : 22 k Ω

R₈ : 2,2 k Ω

R₉ : 39 k Ω

R₁₀ : 10 k Ω

R₁₁ : 68 k Ω

R₁₂ : 47 k Ω

R₁₃ : 1 k Ω

R₁₄ : 100 Ω

R₁₅ : 6,8 k Ω

R₁₆ : 3,3 k Ω

R₁₇ : 1 k Ω

R₁₈ : 1 k Ω

R₁₉ : 1 k Ω

R₂₀ : 1 k Ω

R₂₁ : 2,2 k Ω

R₂₂ : 2,2 k Ω

R₂₃ : 2,2 k Ω

R₂₄ : 10 k Ω

R₂₅ : 10 k Ω

R₂₆ : 5,6 k Ω

R₂₇ : 5,6 k Ω

R₂₈ : 390 Ω

R₂₉ : 3,9 k Ω

R₃₀ : 470 Ω

R₃₁ : 680 Ω

R₃₂ : 27 Ω

R₃₃ : 470 Ω

R₃₄ : 4,7 k Ω

R₃₅ : 10 k Ω

R₃₆ : 2,2 kΩ
 R₃₇ : 2,2 kΩ
 R₃₈ : 6,8 kΩ
 R₃₉ : 10 kΩ
 R₄₀ : 2,2 kΩ
 R₄₁ : 22 kΩ
 R₄₂ : 22 kΩ
 R₄₃ : 47 kΩ
 R₄₄ : 1 kΩ
 R₄₅ : 680Ω
 R₄₆ : 6,8 kΩ
 R₄₇ : 68 kΩ
 R₄₈ : 220 kΩ

Résistances ajustables Piher horizontales

AJ₁ : 2,2 kΩ
 AJ₂ : 4,7 kΩ
 AJ₂ : 4,7 kΩ
 AJ₄ : 47 kΩ
 AJ₅ : 47 kΩ
 AJ₆ : 470Ω

Potentiomètres (linéaires)

P₇ : 10 kΩ
 P₈ : 2,2 kΩ

Condensateurs

C₁ : 10 nF (100 V)
 C₂ : 1μF (100 V)
 C₃ : 100 nF (100 V)
 C₄ : 1μF (100 V)
 C₅ : 1μF (100 V)
 C₆ : 10 nF (100 V)
 C₇ : 22μF (25 V)

C₈ : 1μF (100 V)
 C₉ : 4,7 nF (100 V)
 C₁₀ : 330 nF (100 V)
 C₁₁ : 1 μF (100 V)
 C₁₂ : 1 μF (100 V)

Diodes

D₁ : 1 N 4148
 D₂ : Zéner 9,1 V (400 mW)

Transistors

T₁ : 2 N 2369
 T₂ : 2 N 2905
 T₃ : 2 N 2369
 T₄ : 2 N 2369

Circuits intégrés

IC₁ : ICL 8038
 IC₂ : μ A 796
 IC₃ : TDB 357
 IC₄ : SN 7490
 IC₅ : TDB 357
 IC₆ : 7805

Commutateurs

K₉ et K₁₀ : 1 circuit 3 positions
 K₁₁ : inverseur 1 circuit, 2 positions stables.

Nomenclature de la carte fréquencesmètre

Résistances

1/4 watt à ± 5 %

R₁ : 10 kΩ
 R₂ : 10 kΩ
 R₃ : 6,8 kΩ
 R₄ : 4,7 kΩ
 R₅ : 3,3 kΩ
 R₆ : 330Ω

R₇ : 10 kΩ

R₈ : 470Ω (sur contre-façade)

Résistances ajustables Piher horizontales

AJ₁ : 2,2 kΩ
 AJ₂ : 10 kΩ

Résistances ajustables 10 tours Trimpt

AJ₃ : 50 kΩ
 AJ₄ : 10 kΩ

Condensateurs

C₁ : 10 nF
 C₂ : 220 nF

Transistors

T₁, T₂, T₃ : 2 N 2222 ou 2 N 2369

Circuits intégrés

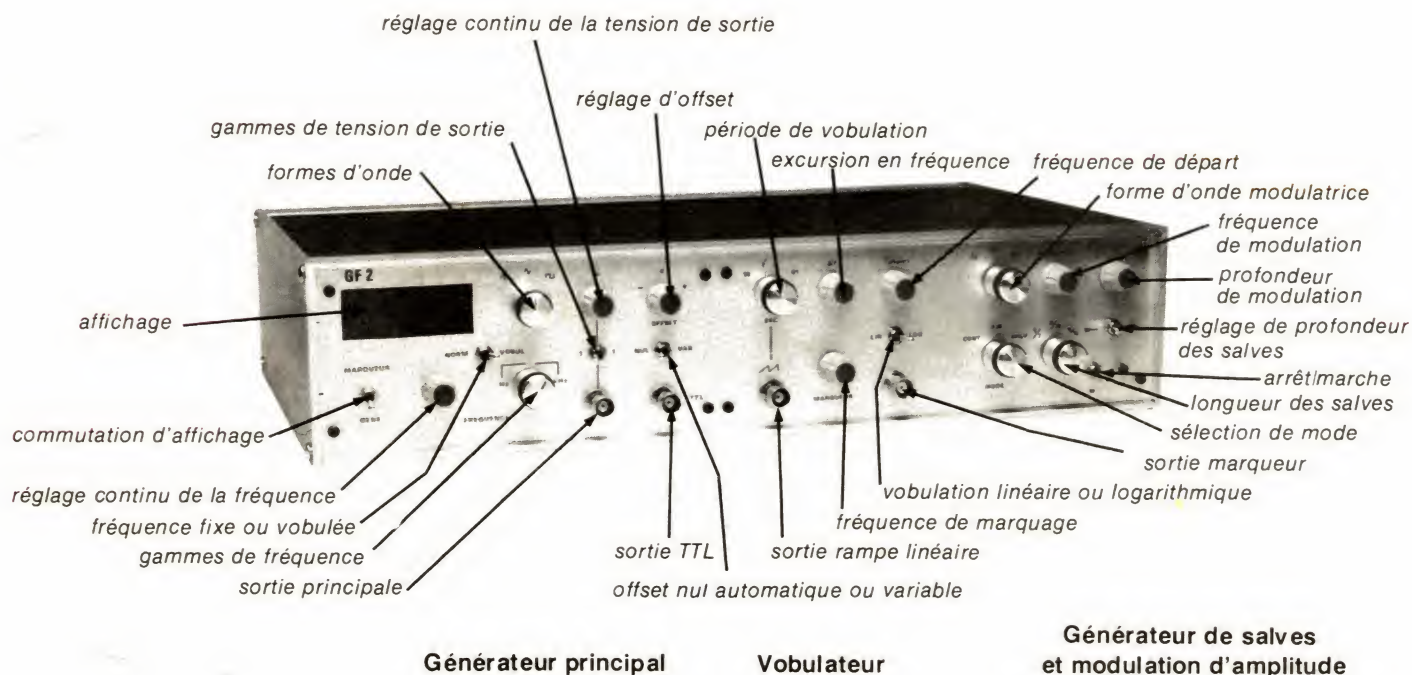
IC₁ : 741
 IC₂ : CA 3162
 IC₃ : CD 4511
 IC₄ : 7805

Afficheurs

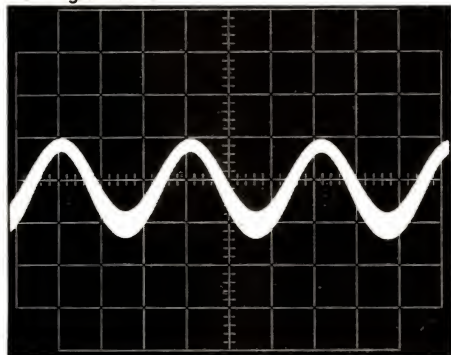
Siemens HA 1183.

Divers

Coffret Retex OCTO BOX, réf. 7786 (sans poignées); réf. 7762 (avec poignées).

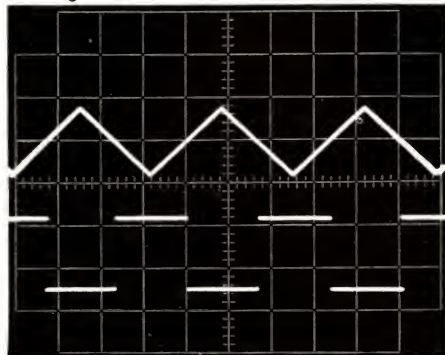


Oscillogramme A



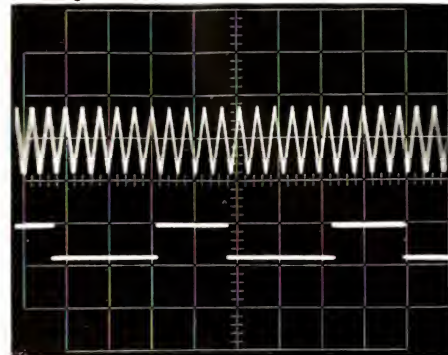
Dans un modulateur non équilibré, la variation d'amplitude de la porteuse s'accompagne d'une variation du niveau moyen, au rythme de la BF.

Oscillogramme E



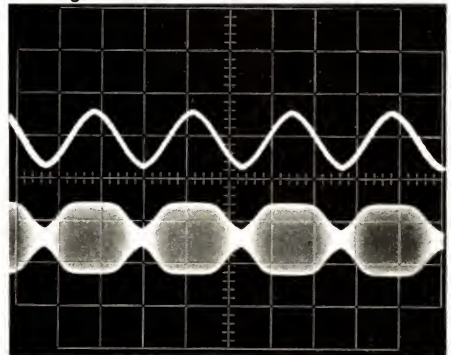
Attaqué par les triangles issus de l'oscillateur principal, le comparateur C13 de la carte 3 donne, sur sa sortie, des crêteaux symétriques évoluant entre + 12 volts et - 12 volts.

Oscillogramme I



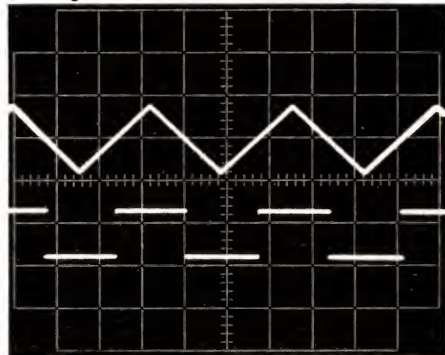
Enfin, sur la sortie D de la décade, se succèdent des paliers hauts d'une durée de quatre périodes, et des paliers bas s'étendant sur six périodes.

Oscillogramme B



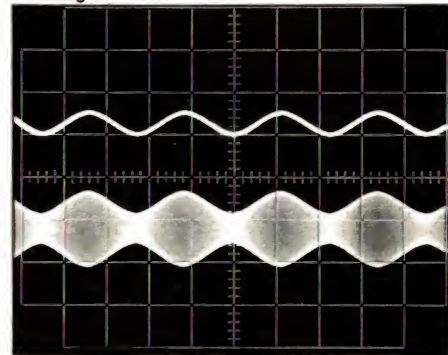
Un réglage incorrect de la résistance ajustable AJ4 conduit à un écrêtage de la porteuse, dans les points de modulation.

Oscillogramme F



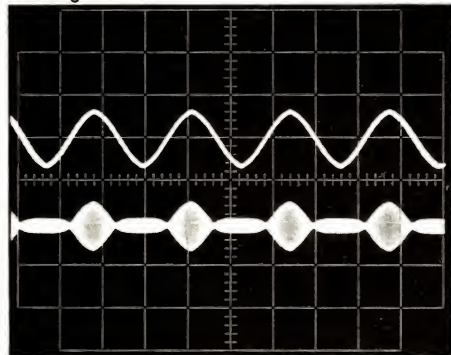
Sur le collecteur du transistor T3, les crêteaux n'évoluent plus qu'entre zéro et + 5 volts. D'autre part, ils sont en opposition de phase avec ceux de la sortie de IC3 (Comparer à la phase des triangles).

Oscillogramme J



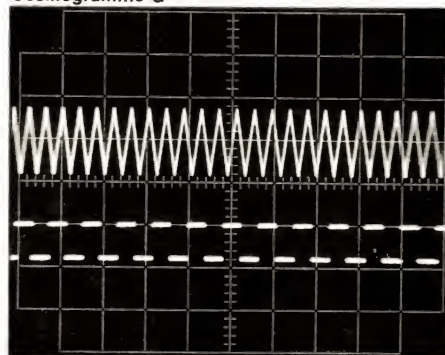
Grâce au potentiomètre P8, le taux de modulation peut être réglé de 0 à plus de 100 %. On constate ici, l'excellente qualité d'une modulation à 60 % environ.

Oscillogramme C



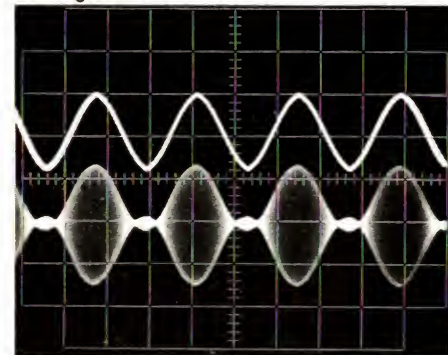
Pour un autre mauvais réglage de AJ4, mais en sens opposé, on observe une modulation inversée, pour les points négatifs du signal modulateur.

Oscillogramme G



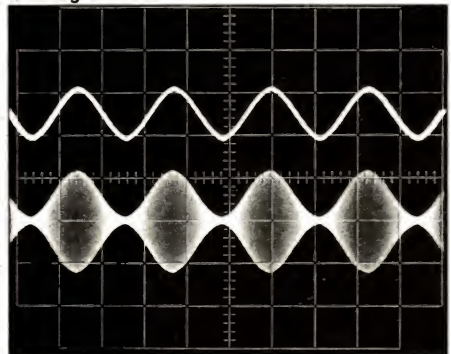
La trace supérieure montre les triangles issus de l'oscillateur principal, et celle du bas, les crêteaux prélevés sur la sortie A de la décade SN 7490.

Oscillogramme K



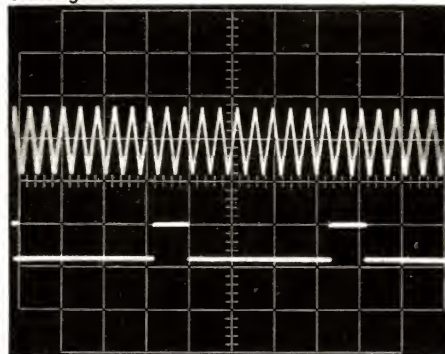
Lorsque le signal BF, pris au curseur de P8, atteint une amplitude suffisante, on dépasse un taux de 100 %, et une surmodulation apparaît.

Oscillogramme D



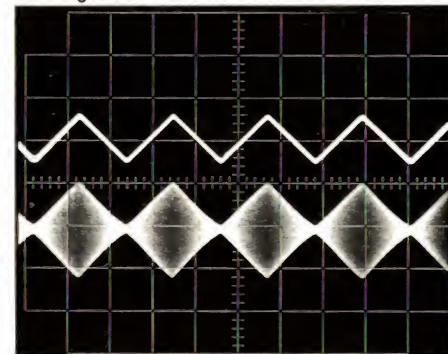
Le réglage correct doit permettre une modulation à 100 %, sans aucun des défauts illustrés par les oscillogrammes précédents.

Oscillogramme H



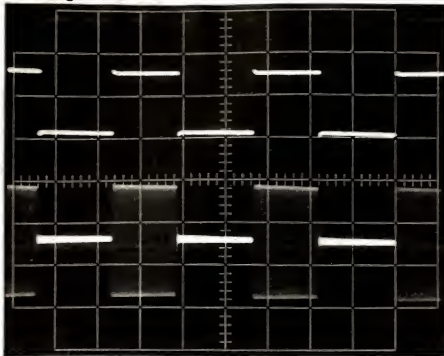
Sur la sortie C de cette même décade, les paliers supérieurs correspondent à deux périodes des triangles, et les paliers inférieurs, à huit périodes complètes.

Oscillogramme L



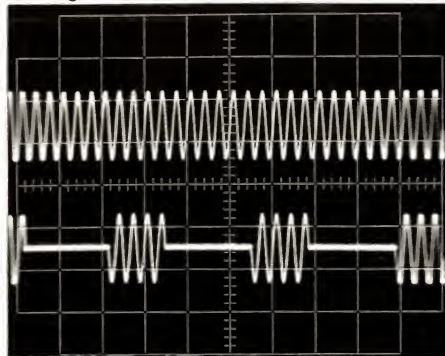
Le commutateur K9 permet de sélectionner les trois formes du signal BF. On observe ici, une modulation à près de 100 % par les triangles. Notons qu'une mauvaise linéarité de l'enveloppe indiquerait un réglage incorrect de AJ4.

Oscillogramme M



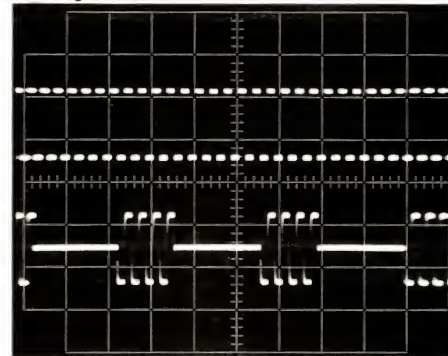
Pour des fréquences moyennes d'une tension modulatrice rectangulaire (au-delà de quelques centaines de hertz), l'enveloppe de la porteuse reproduit bien les crêteaux.

Oscillogramme Q



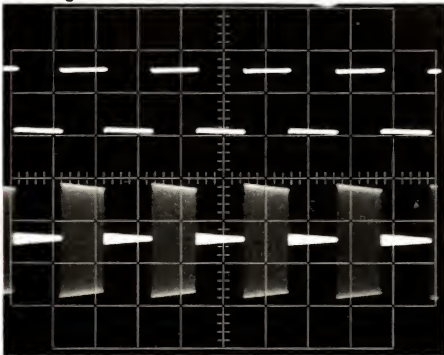
Toujours en signaux sinusoïdaux, et avec extinction complète entre deux salves, on obtient ici des trains de quatre périodes (rapport 4/10).

Oscillogramme U



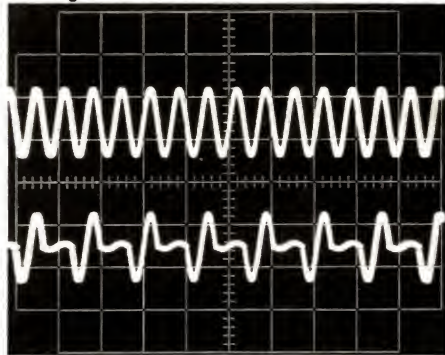
Dans ce dernier exemple, et toujours pour un rapport 4/10, on observe le découpage d'un signal rectangulaire.

Oscillogramme N



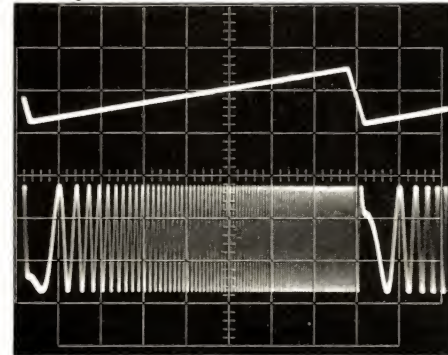
Par contre, vers les plus basses fréquences les paliers de l'enveloppe s'inclinent. Ce phénomène, normal, résulte des liaisons capacitatives, qui suppriment la composante continue.

Oscillogramme R



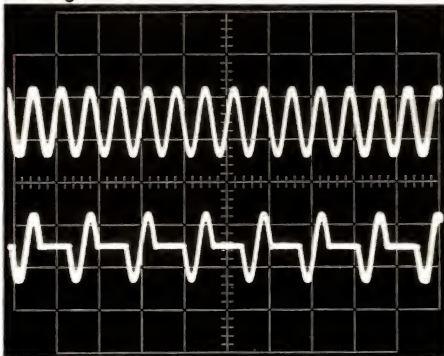
Par le jeu de l'inverseur K11, on peut remplacer les zones de silence par un signal atténué dans le rapport 10. Ce phénomène est ici montré pour le rapport 1/2.

Oscillogramme V



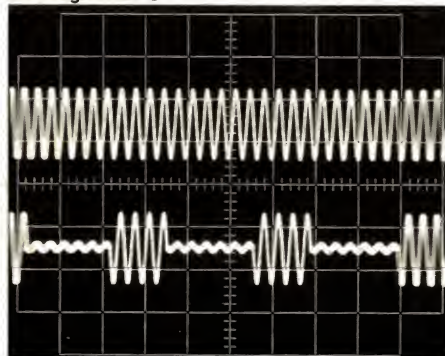
La trace supérieure montre la rampe destinée à commander les déviations horizontales de l'oscilloscope. Les sinusoïdes de la trace inférieure, sont balayées logarithmiquement en fréquence.

Oscillogramme O



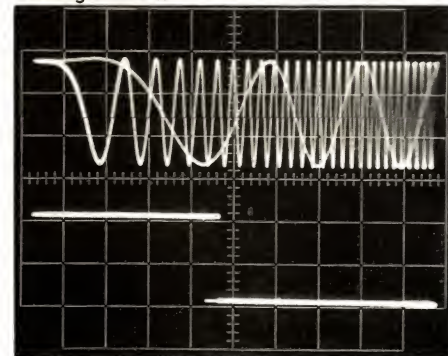
En haut, le signal pilote. En bas, les salves obtenues dans le rapport 1/2, avec extinction complète entre deux salves.

Oscillogramme S



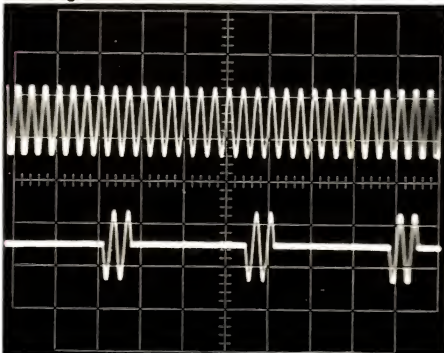
Il est évidemment applicable aux autres rapports de découpage, comme ici, dans le cas des salves de quatre périodes.

Oscillogramme W



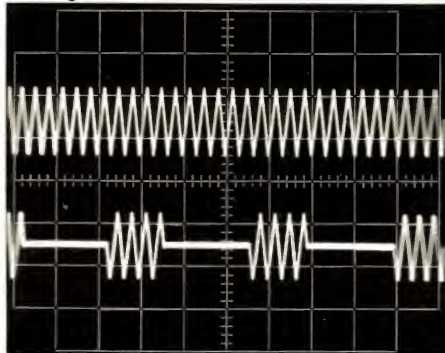
Les déviations horizontales de l'oscilloscope sont maintenant commandées par les rampes que délivre le GF 2, et chaque cycle de vobulation occupe toute la largeur de l'écran (trace supérieure). La trace inférieure montre le signal de marquage.

Oscillogramme P



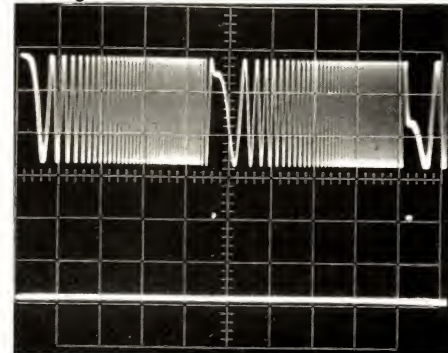
Mêmes conditions que précédemment, mais avec un découpage dans le rapport 2/10 (trains de deux périodes).

Oscillogramme T



Naturellement, le générateur de salves accepte toutes les formes de signaux de pilotage. Ici, les triangles sont découpés dans le rapport 4/10.

Oscillogramme X



Correspondance entre les tensions vobulées logarithmiquement (trace supérieure), et les crêteaux de la sortie de synchronisation.

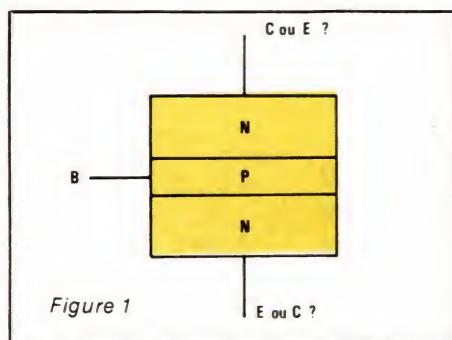
Utilisation des transistors en interrupteurs

Limitons nos explications au cas des transistors NPN, que nous utilisons dans le générateur de salves du GF 2 : la généralisation aux PNP n'exigerait que l'inversion de toutes les polarités.

Tout électronicien considère comme truisme la possibilité d'utiliser un transistor en commutation, c'est-à-dire uniquement dans les états bloqué et saturé. Ceci, bien compréhensible pour des tensions continues, le devient moins en alternatif.

I. Où le collecteur se transforme en émetteur...

... et réciproquement. Un transistor résulte de la succession, au sein d'un cristal semiconducteur, de trois zones alternativement dopées N ou P (figure 1). Très mince (quelques micromètres), la zone P constitue la base. Les deux autres prennent les noms de collecteur et d'émetteur.



Les deux autres, mais... lesquelles ? Rien, dans la figure 1, ne distingue a priori l'émetteur du collecteur. Dans la pratique, seules des considérations techniques, visant à accroître le gain en courant, conduisent à donner, à la jonction de collecteur, une surface plus grande qu'à celle d'émetteur. Nous traitons de ce problème, d'ailleurs, dans nos pages d'initiation (dans ce même numéro).

Retenons simplement, pour l'instant, que l'électrode normalement baptisée « collecteur » peut devenir l'émetteur, et inversement. Il en résultera une seule différence, due à la géométrie du dispositif : le gain en

courant β_1 , dans le premier cas, est beaucoup plus grand que le gain β_2 dans le deuxième cas (environ 10 fois plus, pour les transistors de petite puissance).

II. Les états bloqué et saturé

Rappelons (figure 2) l'allure du réseau des caractéristiques $I_c = f(V_{ce})$: Chacune d'elles correspond à une intensité du courant de base I_b . Lorsqu'on charge le transistor par une résistance de collecteur R_c (figure 3), le courant I_c y crée une chute de tension :

$$V = R_c I_c$$

On peut donc écrire la relation :

$$E = R_c I_c + V_{ce}$$

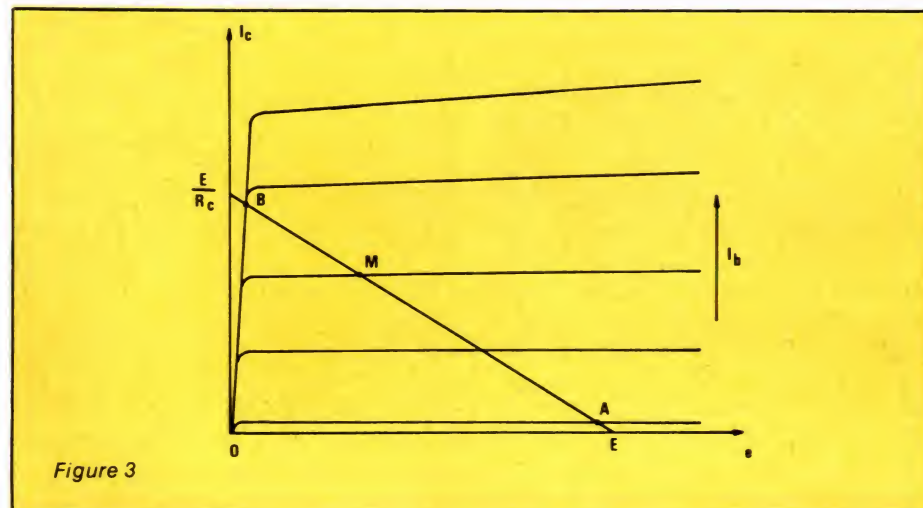
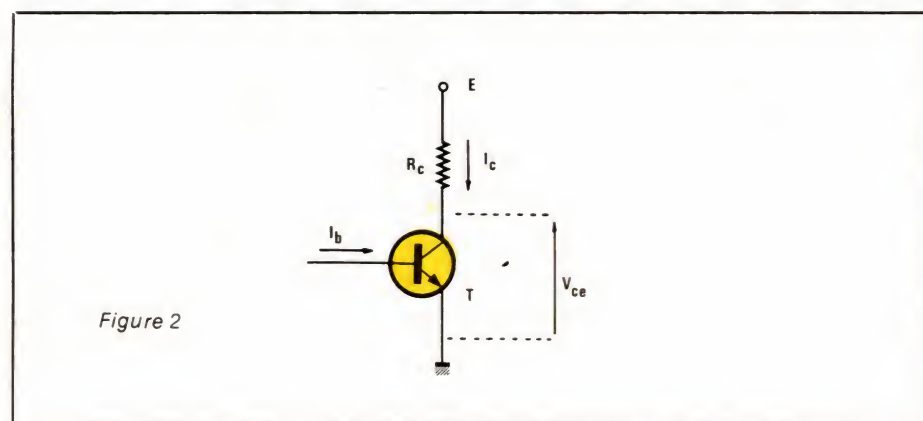
qui, dans le réseau, est l'équation d'une droite Δ , dite **droite de charge**.

Elle coupe l'axe horizontal au point d'abscisse E , et l'axe vertical au point d'ordonnée E/R_c .

À chaque valeur de I_b correspond un point de fonctionnement M sur la droite de charge. Deux d'entre eux nous intéressent particulièrement ici :

- le premier, **A**, se trouve sur la caractéristique pour laquelle $I_b = 0$. Le courant de collecteur I_c est alors pratiquement nul, et la tension V_{ce} très voisine de E . En première approximation, tout se passe comme si le transistor T , qu'on dit alors **bloqué**, avait été remplacé par un interrupteur ouvert.

- le deuxième, **B**, correspond à une tension V_{ce} voisine de zéro, et à un courant I_c presque égal à E/R_c . Tout se passe maintenant comme si le transistor T , qu'on dit **saturé**, avait été remplacé par un interrupteur fermé.



III. Découpage d'une tension alternative

Considérons le circuit de la figure 4, où nous noterons V_e les tensions d'entrée (appliquées entre la masse et l'extrémité libre de R_c), V_s les tensions de sortie (prises entre le collecteur de T et la masse) et V_b les tensions appliquées entre la masse et l'extrémité libre de la résistance de base R_b .

La tension V_e est, maintenant, un signal alternatif centré sur le potentiel 0, et évoluant entre les limites $-e$ et $+e$. Les crêteaux V_b , qui commandent la base, passent du palier supérieur $+v_1$ au palier inférieur $-v_2$. Si on compte positivement toutes les tensions avec l'orientation que précisent les flèches de la figure 4, on s'aperçoit qu'il y a quatre cas possibles :

- 1^{er} cas :
 $V_e > 0$ et $V_b = v_1 > 0$
- 2^e cas :
 $V_e < 0$ et $V_b = v_1 > 0$
- 3^e cas :
 $V_e > 0$ et $V_b = -v_2 < 0$
- 4^e cas :
 $V_e < 0$ et $V_b = -v_2 < 0$

Étudions successivement ces différentes possibilités.

Cas $V_e > 0$ et $V_b > 0$

Le transistor fonctionne normalement. Si on néglige la chute de tension émetteur-base, le courant de base I_b pour intensité :

$$I_b = \frac{v_1}{R_b}$$

Il y aura saturation si R_b et v_1 sont choisis tels que :

$$\beta_1 \frac{v_1}{R_b} > \frac{V_e}{R_c}$$

en désignant toujours par β_1 le gain en courant pour le branchement normal du transistor. A la sortie, on a alors :

$$V_s = 0$$

Cas $V_e < 0$ et $V_b > 0$

Puisque V_e est négatif, le transistor fonctionne à l'envers : son émetteur devient son collecteur, et réciproquement. Le gain en courant, β_2 , est maintenant très inférieur à β_1 .

Par rapport au nouveau collecteur, la base se trouve portée à un potentiel v_1 positif : elle est donc positive, à fortiori, par rapport au nouvel émetteur. Le transistor, conducteur, sera saturé si :

$$\beta_2 \frac{v_1}{R_b} > \frac{v_1}{R_c}$$

Il se comporte alors comme un inter-

rupteur fermé, et la tension de sortie V_s est nulle.

Cas $V_e > 0$ et $V_b < 0$

Le courant de base I_b devenant nul, le transistor se bloque, et se comporte comme un interrupteur ouvert. La tension de sortie V_s reproduit la tension d'entrée V_e .

Cas $V_e < 0$ et $V_b < 0$

Puisque V_e est négatif, le transistor fonctionne avec inversion du collecteur et de l'émetteur. La tension :

$$V_b = -v_2$$

appliquée sur la résistance de base R_b est plus négative que v_1 . Aucun courant ne circule. Le transistor T, bloqué, équivaut à un interrupteur

ouvert, et on retrouve intégralement V_e sur la sortie du montage.

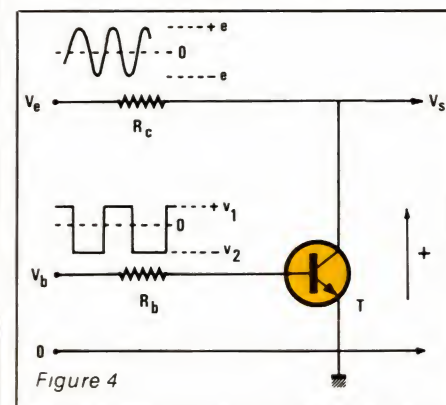


Figure 4

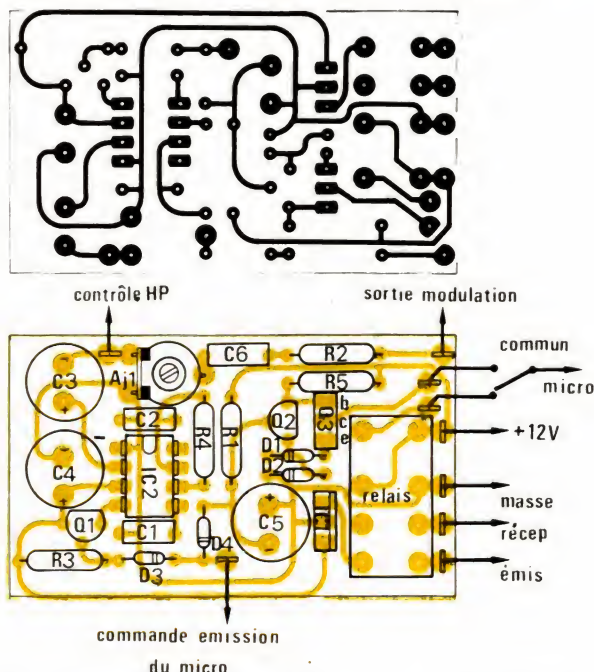
Nous avons utilisé le circuit $\mu A 796$ en boîtier DIL, dont le brochage est indiqué ci-dessus. Dans les schémas théoriques des figures 4 et 5, repris sur un data book, les brochages sont ceux du boîtier rond. On ne s'étonne donc pas des différences de numérotation.

ORDER INFORMATION		(TOP VIEW)
TYPE	PART NO.	PACKAGE OUTLINE 9A
$\mu A 796C$	$\mu A 796PC$	PACKAGE CODE P
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS		
Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW	
Applied Voltage (Note 2)	30 V	
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	± 5.0 V	
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm (5 + I_5 R_5)$ V	
Input Signal ($V_2 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0 V	
Bias Current (I_5)	12 mA	
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$	
Operating Temperature Range	0°C to $+70^\circ\text{C}$	
Lead Temperature (Soldering, 60 s)	300°C	
		1 - SIGNAL IN 2 - GAIN ADJUST 3 - GAIN ADJUST 4 - SIGNAL IN 5 - BIAS 6 - OUT 7 - NC 8 - NC 9 - CARRIER IN 10 - CARRIER IN 11 - NC 12 - OUT 13 - NC 14 - V-

ERRATUM

Cet erratum concerne l'article Beep-Break paru dans notre numéro 417 d'août 82.

Le circuit imprimé et l'implantation des composants figure 3 et figure 4 ont été donnés vus par transparence et non pas vus comme nous le faisons habituellement, côté cuivre et côté composants. Nous redonnons ici ces deux figures vues dans le sens conventionnel.



Tout sur les diodes LED

Le mot «LED», devenu très courant dans le langage des électroniciens professionnels ou amateurs, est une abréviation de l'expression anglaise **Light Emitting Diode**.

Il serait donc plus judicieux pour nous, afin de respecter la langue française, de dire «DEL», contraction de Diode Electro Luminescente. Mais là encore, comme cela se produit souvent dans le jargon technique, c'est le terme anglo-saxon qui est resté dans le langage courant.

Ce type de composant, maintenant très répandu, remplace avantageusement les lampes à incandescence dans les applications de signalisation ou d'affichage à faible puissance.

Pour les premières, la consommation en courant et le prix sont plus élevés, avec une durée de vie plus faible.

La diode électroluminescente, émetteur de lumière rouge, orange, jaune, verte, bleue et maintenant multicolore, est un composant fiable et facile à implanter sur un circuit imprimé ou une face avant d'appareil; c'est une des grandes «stars» de l'électronique moderne. Toutefois, sa structure et son fonctionnement sont souvent méconnus: nous avons voulu, dans cet article, venir à LED de nos lecteurs désireux d'en savoir plus.

La diode: une vie de lux

On a pu constater que n'importe quelle jonction au silicium ou au germanium, émet un rayonnement (en faible quantité bien sûr) lorsqu'un courant la traverse dans le sens direct. En effet, la tension de seuil de 0,6 à 1 volt que possède la diode fait qu'une dissipation de puissance se produit à l'endroit de la jonction PN lors du passage d'un courant; cette perte d'énergie se traduit bien entendu en chaleur mais aussi par émission de photons lumineux (en faible quantité) que l'on ne peut voir car ils se situent dans la gamme infra-rouge.

Aussi a-t-on pensé, il y a déjà bien longtemps, à mettre en valeur cette propriété photo-émissive des jonctions; le silicium et le germanium étant de piètres générateurs de lumière, on a tenté et réussi la fabrication de diodes émettrices utilisant comme matériau de base d'autres semi-conducteurs.

Éclairons notre lanterne

Sans entrer dans des détails mathématiques fastidieux, nous pouvons dire que la fréquence des radiations lumineuses émises par une jonction est directement liée à la largeur de la «bande interdite» du semiconducteur utilisé, laquelle détermine aussi la tension de coude

dans le sens direct de ladite jonction. Plus cette tension de coude est élevée, plus la fréquence de la lumière émise est également élevée.

D'autre part, dans la plage d'utilisation des diodes photo-émissives, la puissance lumineuse croît avec le courant traversant la jonction et ce, d'une manière presque linéaire. C'est ce que montre la figure 1, qui représente les variations de la puissance optique, en fonction de l'intensité directe I_c .

Les matériaux de base doivent donc être capables de former une jonction dont la «bande interdite» soit assez large de façon à émettre une lumière visible aux infra-rouges pour certaines applications.

Actuellement, le matériau le plus utilisé est un alliage d'arséniure de

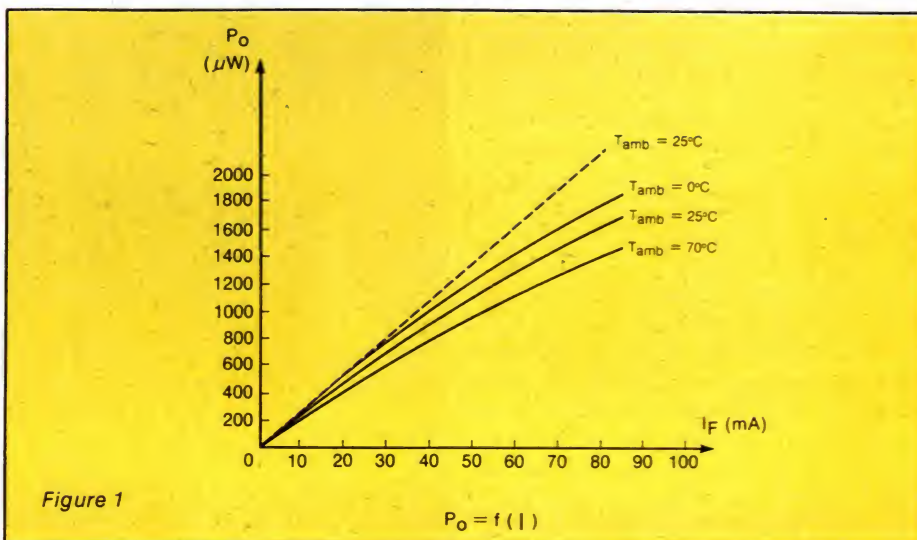
gallium (Ga As) et de phosphure de gallium (Ga P); suivent le Ga P dopé au zinc et l'alliage de Ga As et d'arséniure d'aluminium (Al As).

Ce sont le Ga P et le Ga As P qui sont les plus utilisés pour fournir une lumière visible dont la couleur varie avec la structure atomique du matériau.

La LED bat l'ampoule par K.O.

Voici les nombreux avantages que possède la LED sur la lampe à incandescence:

- durée de vie exceptionnellement longue,
- temps de réponse très court à l'allumage et à l'extinction (en général moins d'une microseconde contre plusieurs dizaines de millisecondes pour la lampe),



- fonctionnement sous des tensions d'alimentation très faibles (1,5 à 3 volts),

- facilité de montage sur une face avant, soit par collage, soit à l'aide de supports,

- faible prix.

Mais, tout comme la lampe, la LED possède quelques défauts et nécessite certaines précautions :

- respect de la polarité car les LED, comme toutes les diodes, ont un sens de branchement,

- obligation d'alimenter la LED à travers une résistance qui limite l'intensité (sinon, risque de destruction immédiate),

- lumière émise plus faible en général que celle d'une lampe et surtout surface lumineuse plus petite.

Envoyez les couleurs

En dehors de toutes considérations physiques de taille ou de forme, on peut classer les LED par la couleur de la radiation qu'elles émettent.

Infra-rouge

Elles sont généralement encapsulées dans un boîtier transparent ou gris foncé. Le rayonnement infra-rouge étant invisible à l'œil humain, ces diodes ne sont donc pas utilisées en signalisation lumineuse mais sont réservées à des applications spécifiques : la barrière photo-électrique pour système d'alarme, télécommande pour téléviseur, comptage de pièces, transmission d'informations à faible distance.

Il existe à cet effet chez plusieurs fabricants des LED munies d'une lentille destinée à focaliser la lumière afin d'accroître la portée.

La tension de seuil directe avoisine 1,4 V pour ce type de diodes.

Rouge

Ce sont les plus répandues et les moins chères. Outre ces deux qualités, leur rendement lumineux est supérieur aux autres modèles et leur temps de réponse à l'allumage et à l'extinction n'est que de 5 nanosecondes, ce qui en fait également les plus rapides.

La tension de seuil avoisine 1,6 V.

Figure 2

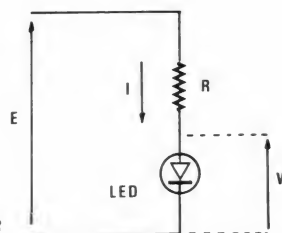
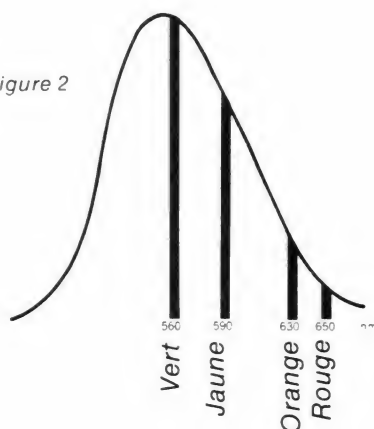


Figure 3

Vert et jaune

Moins répandues que les précédentes, leur prix (quoique ayant bien baissé) est supérieur à celui des LED rouges.

La tension de seuil directe est plus importante également puisqu'elle se situe entre 2 et 2,5 V.

Bleu

Cette couleur étant très difficile à obtenir (longueur d'onde très faible, donc largeur de bande interdite élevée et tension de seuil directe supérieure à 3 volts) les LED bleues sont encore peu répandues sur le marché, leur prix étant par ailleurs beaucoup plus élevé que pour les autres types.

La figure 2 donne en fonction de la courbe de réponse de l'œil la longueur d'onde des diodes émettant

Figure 4



dans le vert, le jaune et le rouge. (Document RTC).

Les autres

Nous avons passé sous silence la LED orange qui ne présente aucune originalité par rapport à celles précédemment décrites; nous ne citerons également que pour mémoire les LED ultra-violet, très rares et réservées à des applications spécifiques.

En revanche, nous devons signaler l'existence de LED clignotantes dans lesquelles sont incorporées des puces faisant la fonction de multivibrateur à une fréquence basse (2 à 4 Hz).

Il existe aussi maintenant des LED bicolores et même tricolores (donc à 3 ou 4 « pattes »).

Nous avons déjà utilisé ces composants dans certains de nos montages (bataille de chars et chronozoom) et ils sont appelés à être utilisés de manière plus fréquente.

L'alimentation des LED

La solution la plus simple, pour imposer l'intensité du courant direct qui traverse une diode électroluminescente, consiste à la polariser à travers une résistance R, à partir d'une tension continue E (figure 3). Si V est la chute de tension dans la jonction, et si on désire faire circuler une intensité I, on choisit:

$$R = \frac{E - V}{I}$$

L'expérience montre qu'on obtient une même sensation visuelle, en appliquant à la diode une succession d'impulsions de courant, avec une intensité moyenne inférieure à l'intensité continue précédemment imposée. Cette possibilité, parfois exploitée pour de simples raisons d'économie d'énergie (par exemple dans les appareils alimentés sur piles), se révèle surtout intéressante pour les techniques de multiplexage des afficheurs à sept segments. Dans ces derniers, chaque segment est constitué d'une LED. Le multiplexage consiste, sur plusieurs afficheurs, à commander séquentiellement l'allumage de segments homologues, ce qui simplifie énormément les problèmes de câblage.

La présentation des LED

Pour des raisons d'esthétique (la LED peut être belle) ou de commodité (réalisation de « bar-graph » de

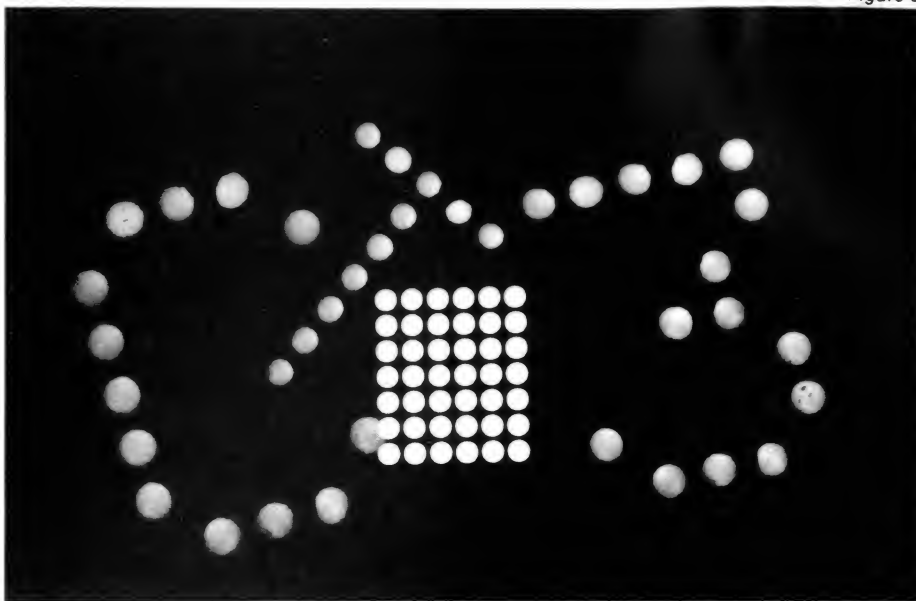


Figure 5



Figure 6

faible encombrement, par exemple), les constructeurs proposent diverses formes de boîtiers pour encapsuler les LED.

La présentation la plus courante, et la plus ancienne aussi, est celle d'un cylindre terminé par une calotte hémisphérique: des échantillons en sont présentés sur la photographie de la figure 4.

Ces diodes à section circulaire, se prêtent bien à un assemblage comme celui de la figure 5, pour constituer des matrices destinées à l'affichage graphique ou alphanumérique.

Il existe également des boîtiers à section triangulaire, ou à section rectangulaire. Ces derniers se prêtent bien à un assemblage en rangées compactes. La photographie de la figure 6 montre quelques exemples de réalisations.

Nous donnons enfin, en figure 7, les caractéristiques géométriques de quelques LED fabriquées par RTC. On y remarquera, entre autres, les croix et les barres permettant de constituer des signes plus ou moins. Comme le montre cette figure 7, carrés, triangles ou croix s'inscrivent allègrement dans un cercle.

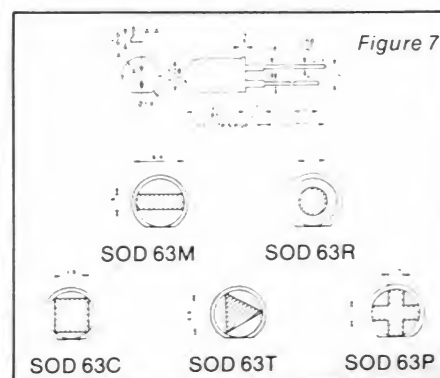


Figure 7

Quelques procédés de commande et quelques applications des LED

L'intensité lumineuse qu'émet une diode électroluminescente de type donné, dépend quasi proportionnellement, en régime permanent, de l'intensité qui la traverse. Nous avons vu, précédemment, qu'on pouvait imposer celle-ci par le choix de la résistance de polarisation.

Mais d'autres procédés de commande peuvent être utilisés: le courant est alors, plus ou moins directement, fourni par un transistor, un circuit intégré linéaire, un circuit logique. Nous en proposons quelques exemples ci-dessous, soit pour visualiser la présence d'une tension, soit pour caractériser un état logique.

I - Visualisation d'un courant ou d'une tension

Mettant en œuvre un transistor de type NPN, le circuit de la figure 1 allume la LED lorsqu'on applique un niveau logique 1 sur son entrée. Le transistor travaillant alors à la saturation, le courant de son collecteur est essentiellement déterminé par R_c . Si V_F désigne la chute de tension dans la LED, $V_{CE\text{ sat}}$ le potentiel de saturation du transistor, et V_{CC} la tension d'alimentation, on aura:

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_F - V_{CE\text{ sat}}}{R_c}$$

Le diviseur R_b , R_c doit être calculé pour saturer le transistor:

$$R_b \leq \frac{V_o - V_{BE}}{I_c} \beta$$

Dans des conditions analogues, le circuit de la figure 2 allume sa LED quand il reçoit, sur son entrée, un niveau logique 0. Ceci implique l'emploi d'un transistor de type PNP.

II - Visualisation d'un état logique en TTL

Considérons le schéma de la figure 3, où une porte (buffer) sert d'interface entre le circuit logique et la diode LED, dont la résistance de 180Ω limite le courant direct. La LED s'allume alors lorsque le niveau 1 sort en A, ce qui peut symboliquement s'écrire:

$$E = A.$$

On peut facilement réaliser la fonction complémentaire, soit:

$$E = \bar{A}$$

à l'aide du circuit de la figure 4.

III - Visualisation d'un état logique en CMOS

Les problèmes de sortance conduisent à choisir un interfacement par transistor: on rejoint, pour la détermination des composants, les problèmes évoqués au début de cette page, et nous proposons l'exemple de la figure 5 (visualisation avec allumage pour le niveau logique 1) sans commentaire.

L'emploi d'un transistor PNP permettrait d'allumer la LED en présence d'un niveau logique 0 (voir figure 2).

IV - Indicateur d'états sur les sorties multiples

Il est souvent commode, en régime statique ou à variations suffisamment lentes pour rester perceptibles à l'œil humain, de matérialiser globalement les états des sorties d'un circuit complexe: décades, décodeur BCD, etc.

La figure 6 propose un exemple d'application avec allumage des LED lors du passage des sorties à l'état logique 1. Les commandes BCD y sont interfacées par des buffers non inverseurs, et, pour une alimentation sous 5 volts, des résistances de 180Ω limitent l'intensité de chaque LED à 15 mA environ. ■

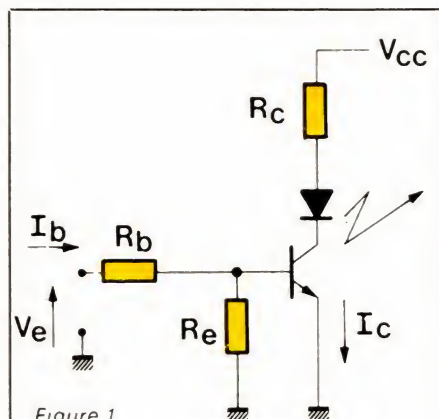


Figure 1

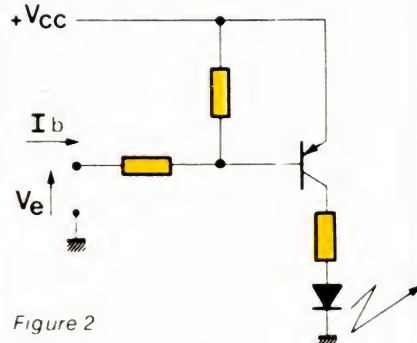


Figure 2

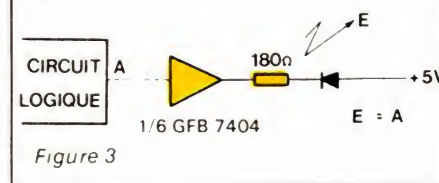


Figure 3

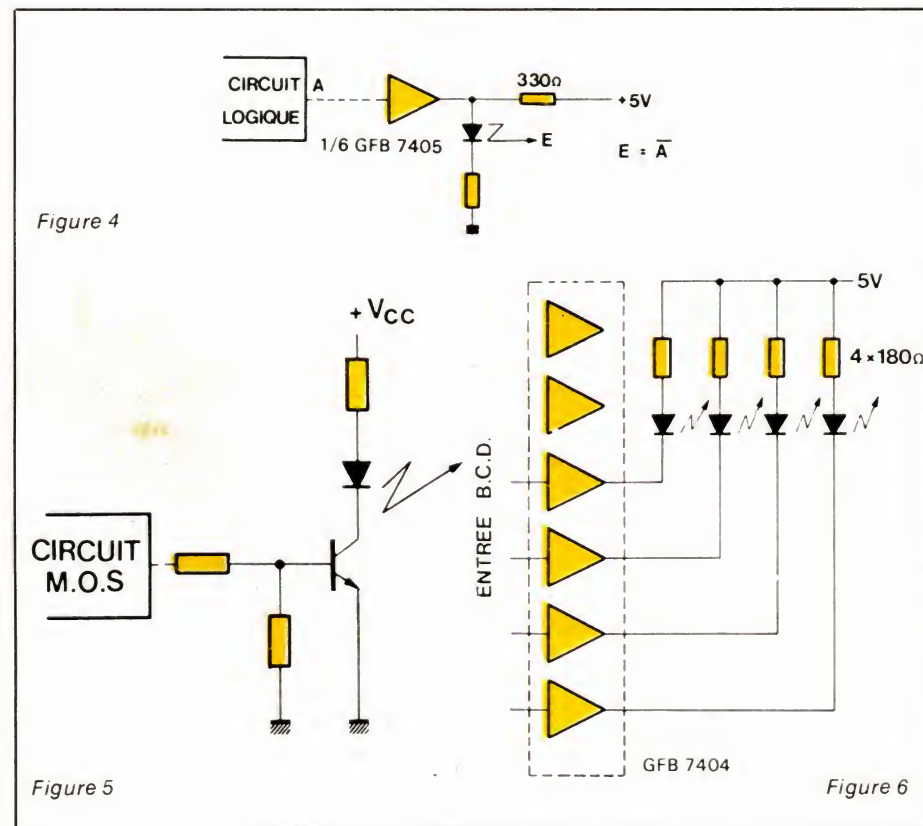


Figure 4

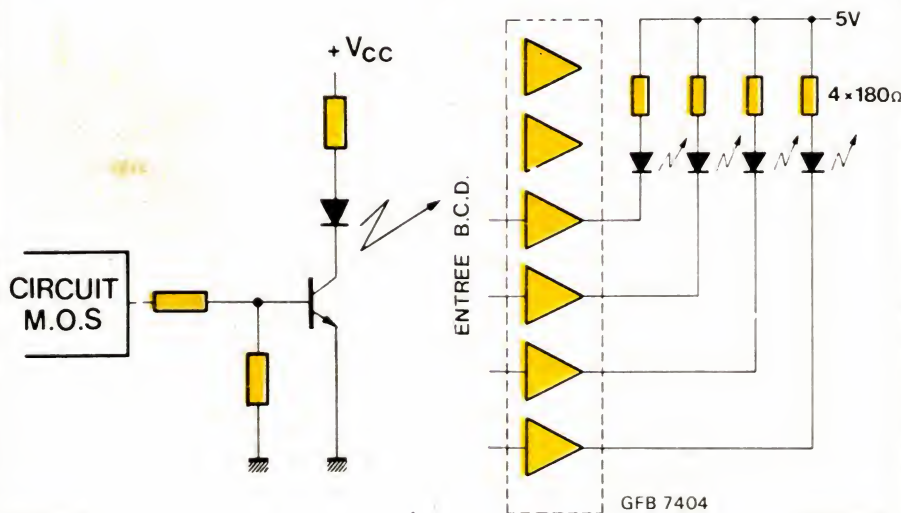


Figure 5

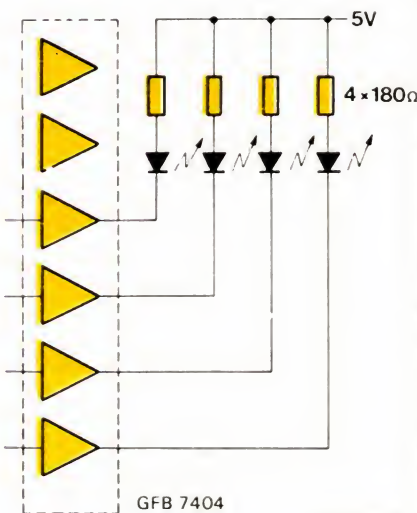


Figure 6

Relevé de courbes de réponse en BF

Le but de cet article est double, d'une part, nous souhaitons qu'il constituera une bonne introduction sur les manipulations et relevés de caractéristiques qu'il est possible d'effectuer sur un amplificateur basse fréquence et d'autre part de vous présenter un appareil de mesure digne d'intérêt et particulièrement adapté à ce genre de mesures, le 8060 A de FLUKE.

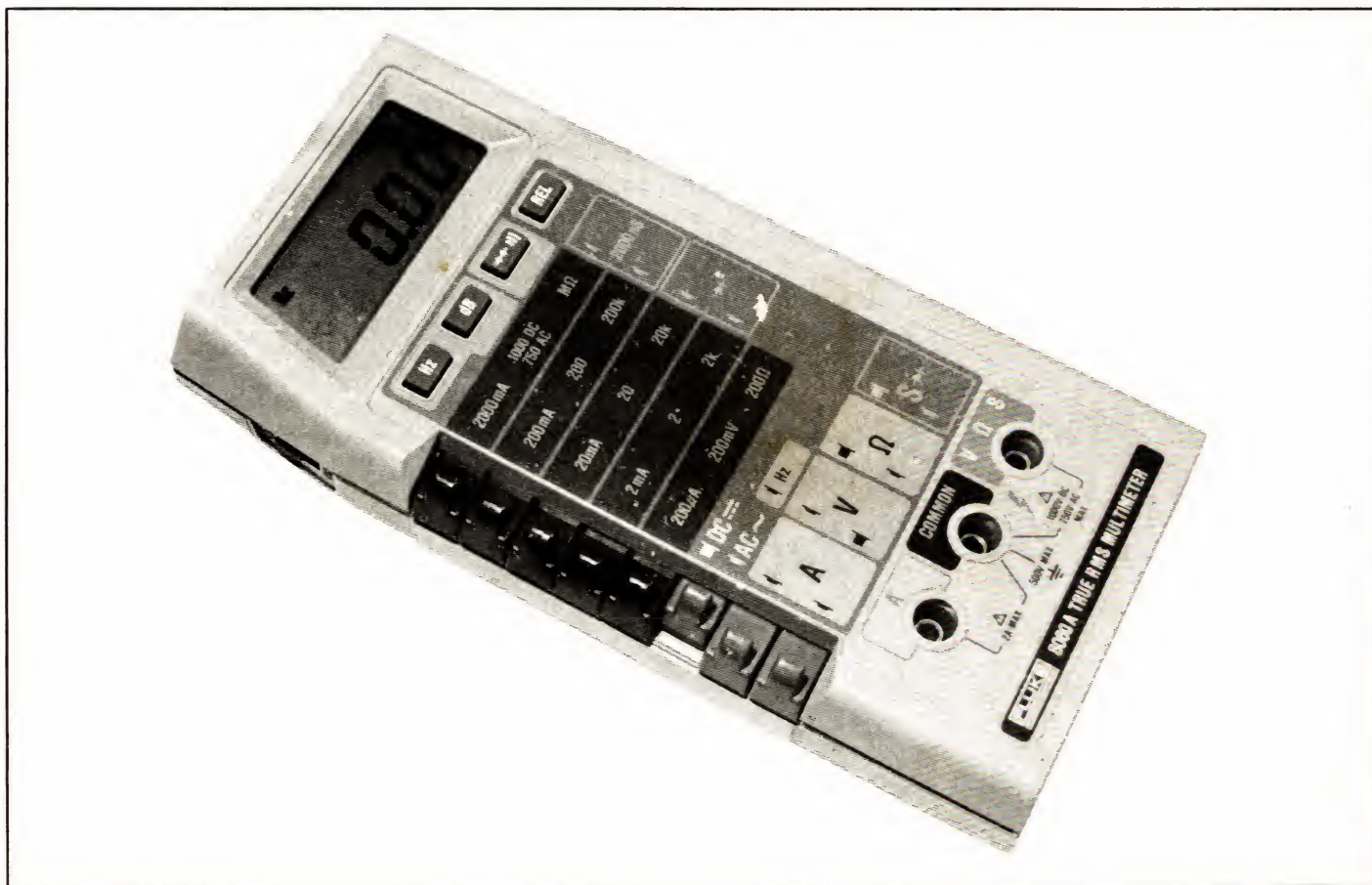
Son air de famille ne laisse aucun doute : ce multimètre appartient à la gamme des appareils de poche construits par Fluke. Il s'agit, cependant, d'une réelle nouveauté, car le Fluke 8060 A ajoute, aux agréments de la mesure digitale sur 4 1/2 digits, des possibilités encore jamais rencontrées dans cette catégorie de matériel.

Géré par microprocesseur, il incorpore un fréquencemètre montant à 200 kHz, et fonctionnant en fréquencemètre réciproque, affichant le centième de hertz en une seconde. Les tensions peuvent être mesurées en dB, aussi bien sur une référence de 600 Ω que sur d'autres impédances.

Cette dernière possibilité découle d'une autre caractéristique fort importante : le 8060 A peut mettre en mémoire (pour n'importe quelle fonction) toute mesure, et effectuer, ensuite, des mesures relatives par rapport à celle qui a été enregistrée.

Le bref résumé des caractéristiques offertes par le multimètre Fluke 8060 A, montre combien il est remarquablement adapté aux mesures sur les amplificateurs et préamplificateurs BF. En effet, la combinaison du fréquencemètre et du décibelmètre, permet le relevé très rapide des courbes de réponse, et avec une haute précision.

Pour illustrer cet emploi du 8060 A, nous proposons ensuite quelques mesures sur une réalisation récemment décrite dans la revue : il s'agit de l'amplificateur pour guitare RPG 50. Nous étudierons, successivement, la réponse du préamplificateur (avec son correcteur de tonalité), et celle de l'amplificateur de puissance.



Présentation du multimètre Fluke 8060 A

Les caractéristiques principales

Nous nous limiterons à un résumé des caractéristiques, dont l'énoncé complet occuperait trop de place.

Mesure des tensions continues

En 5 gammes, de 200 mV à 1 000 V à pleine échelle, avec une résolution de $\pm 0,04 \% \pm 2$ digits. L'impédance d'entrée ($100 \text{ M}\Omega // 100 \text{ pF}$) peut être portée à $10\,000 \text{ M}\Omega$ sur les gammes 200 mV et 2 V.

En décibels, la dynamique atteint 99,79 dB pour une résolution de 0,01 dB.

Mesure des tensions alternatives

En 5 gammes, de 200 mV à 750 V, pour des fréquences de 20 Hz à 100 kHz. La résolution, qui dépend des plages de fréquence, peut atteindre $\pm 0,2 \% \pm 10$ digits.

En décibels, la dynamique atteint 97,30 dB.

Mesure des fréquences

Elle s'effectue en quatre gammes, de 200 Hz à 200 kHz à pleine échelle, avec une résolution de $\pm 0,05 \% \pm 1$ digit. Les tensions minimales d'entrée, pour des signaux sinusoïdaux, croissent de 20 mV jusqu'à 20 kHz, pour atteindre environ 100 mV à 200 kHz.

Mesure des résistances

En 8 gammes (automatiquement sélectionnées pour les $\text{M}\Omega$) de 200Ω à $300 \text{ M}\Omega$, avec une résolution maximale de $\pm 0,07 \% \pm 2$ digits. Le Fluke 8060 A mesure aussi directe-

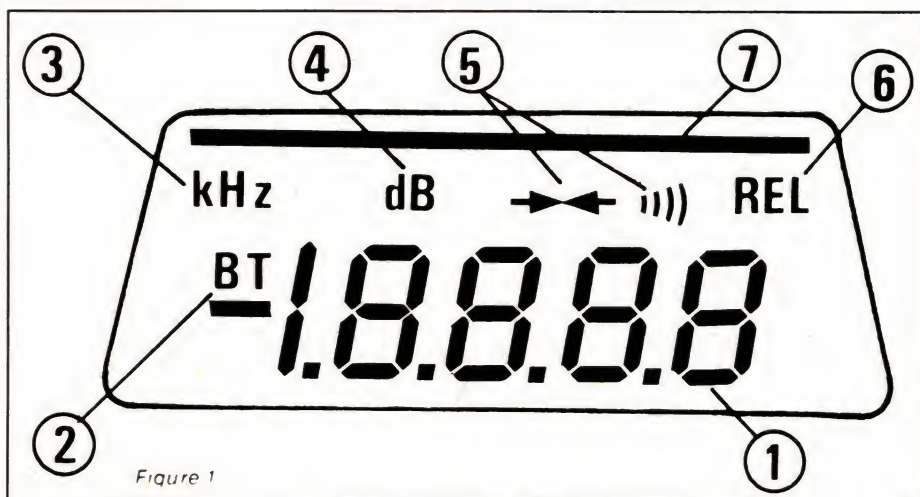


Figure 1

ment des conductances, jusqu'à $2\,000 \text{ nS}$.

Fonctions diverses

Le 8060 A effectue des tests de continuité. Celle-ci peut être signalée, au choix, par un affichage visuel, ou par une indication sonore.

On dispose aussi d'un testeur de diodes (lecture de la tension), avec un courant d'essai de 1 mA.

Les mesures relatives :

Nous n'en parlerons pas dans ce résumé des caractéristiques, puisqu'elles sont abondamment évoquées dans l'essai de l'amplificateur RPG 50, couplé à cette étude.

Le fonctionnement du 8060 A

Le principe de la conversion analogique-digital à double rampe est maintenant trop connu pour que nous en exposions la technique à nos lecteurs. Nous nous limiterons à une analyse de la structure générale du 8060 A.

Deux composants essentiels constituent le dispositif de mesure : un microprocesseur CMOS à 4 bits, et un autre circuit intégré CMOS, baptisé « MAC » par le constructeur (Measurement Acquisition Chip).

Microprocesseur et MAC communiquent par l'intermédiaire d'un bus bidirectionnel à quatre voies, et de quatre lignes de contrôle (LC).

Le microprocesseur capte l'état des commutateurs de fonctions et de gammes, par lecture de l'état des registres du MAC et, après traitement de l'information ainsi acquise, sélectionne la configuration du MAC pour la mesure demandée, grâce aux données de sa mémoire. Le programme, alors, se déroule en quatre étapes :

- lecture des fonctions, des gammes et du mode opératoire (mesure relative, mesure en dB, ...) et choix de l'utilisation du convertisseur A/D ou du fréquencemètre ;
- mise en route du cycle de conversion ou du compteur ;
- traitement des données acquises pendant le cycle de mesure, et, éventuellement, calculs nécessaires pour les exprimer en valeurs relatives, en dB, et pour le choix automatique des gammes dans les fonctions mégohm-mètre et fréquencemètre ;
- transcription des résultats sur les afficheurs LCD.

Test automatique à l'allumage

A la mise sous tension, le 8060 A effectue automatiquement un « auto-essai », afin de contrôler, et d'indiquer à l'utilisateur, que ses af-

ficheurs et que son microprocesseur, fonctionnent correctement.

A cet effet, toutes les indications de l'affichage, que rassemble le schéma de la figure 1, doivent s'allumer simultanément, pendant une durée de 1,6 seconde au moins. On y retrouve :

(1) — Les 5 digits, précédés du signe moins, et les 4 points décimaux.

(2) — L'indication « BT », signalisatrice, en temps normal, de l'épuisement des piles.

(3) — L'abréviation Hz ou kHz, pour le fonctionnement en fréquence-mètre.

(4) — La notation « dB ».

(5) — Les deux flèches matérialisant la mise en service de l'indicateur visuel de continuité, et le gra-

phisme repérant l'indicateur sonore. (6) — L'abréviation « REL » pour les mesures relatives.

(7) — La barre d'indication visuelle de continuité (dans cette fonction, elle s'allume si la résistance entre les pointes de touche ne dépasse pas 10 % de la gamme de résistances sélectionnée).

Relevé des caractéristiques du RPG 50

I. Le préamplificateur correcteur

Rappelons qu'il a été décrit dans le numéro 417 de RP-EL. L'une de ses originalités, comparativement aux correcteurs des chaînes Hi-Fi, tient à la dissymétrie d'action du Baxendall : pour les guitaristes, en effet, l'atténuation des fréquences extrêmes (sonorités graves ou aiguës) n'offre aucun intérêt. Au contraire, les instrumentistes exigent souvent un renforcement léger des basses, et une grande amplification des aiguës, aux alentours de 5 kHz.

Nous avons testé séparément le préamplificateur du RPG 50 en le chargeant (assez arbitrairement d'ailleurs) par une résistance de 600Ω. Dans le schéma de la figure 2 a du numéro 417, cette résistance est donc branchée entre la sortie X4 et la masse.

férence (0 dB), le niveau de sortie à 20 Hz.

Un premier contrôle à l'oscilloscope, avec les aiguës réglés au maximum de gain, permettra, en se plaçant vers 5 kHz, de déterminer la tension d'entrée maximale qu'on peut injecter sans saturation. Cette tension ne sera plus modifiée par la suite.

A 20 Hz, (fréquence contrôlée sur le 8060 A), on enfonce le poussoir « dB », puis le poussoir « REL ». Ce dernier met en service les mesures relatives, et entraîne donc l'affichage « 0 ». Ensuite, en augmentant progressivement la fréquence, on pourra lire directement les niveaux de sortie, en dB, par rapport à la référence choisie. Le tableau ci-dessous donne les résultats que nous avons obtenus, en réglant au maximum les deux potentiomètres de graves et d'aiguës.

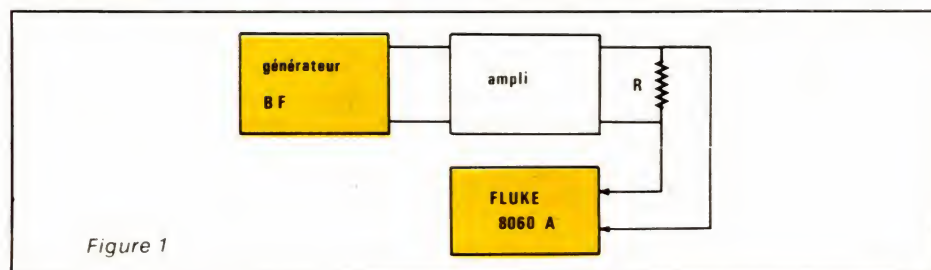


Figure 1

Le montage de mesure, très classique, est celui de la figure 1 donnée ci-contre. Un générateur BF, à sortie sinusoïdale, attaque l'entrée du préamplificateur, qui débite sur sa charge R de 600Ω. Le multimètre 8060 A est connecté aux bornes de cette dernière.

Pour chaque point, deux grandeurs doivent être déterminées : la fréquence, et le niveau de sortie, qu'on lira ici directement en décibels. Compte-tenu de l'allure des courbes de réponse, qui ne présentent pas le point charnière habituel à 1 kHz, nous avons choisi, comme ré-

20 Hz	0 dB
50 Hz	9,12 dB
100 Hz	11,31 dB
200 Hz	9,84 dB
500 Hz	8,45 dB
1 kHz	12,20 dB
2 kHz	16,98 dB
5 kHz	21,32 dB
10 kHz	21,27 dB
20 kHz	17,53 dB

Il est intéressant, également, de situer avec précision les deux maxima et le minimum de la courbe de réponse. Nous avons obtenu le premier maximum à 110 Hz (11,45 dB),

le minimum à 380 Hz (8,03 dB), et le dernier maximum à 7,3 kHz (21,57 dB).

Il s'agit là, naturellement, de mesures effectuées sur le prototype confié à la rédaction. Compte tenu de la dispersion sur les valeurs des composants, un autre exemplaire pourrait présenter des écarts non négligeables.

II. L'amplificateur de puissance

Le montage de mesure reste le même, en remplaçant, évidemment, le préamplificateur par l'amplificateur de puissance. Celui-ci est chargé par une résistance de 8Ω (attention à la puissance : il faut une résistance de 100 watts, par exemple un modèle bobiné sur céramique et avec entrées par colliers), sur laquelle on connecte le multimètre.

La charge n'étant plus 600Ω mais 8Ω, il convient de modifier le niveau de référence 0 dB, qui correspond maintenant à 2,828 volts (voir le tableau fourni par ailleurs). On connecte alors le 8060 A en décibel-mètre alternatif, sur la gamme 20 volts. En consultant le tableau déjà cité, on s'aperçoit que le niveau qui correspondrait à 0 dB sur 600Ω, est maintenant + 11,26 dB. On applique alors, sur le multimètre, une tension alternative telle que cette valeur s'affiche, et on enfonce le poussoir « REL », pour afficher 0.

L'appareil est prêt, maintenant, pour les mesures directes en dB sur 8Ω. Nous ne publions pas le tableau, assez fastidieux, de nos résultats. Les fréquences de coupure, à - 3 dB, se situent respectivement à 49 Hz, et à 38,2 kHz. Cette dernière valeur résulte de la limitation volontaire de bande passante, introduite par le condensateur C shuntant R14 (voir RP-EL n° 418).

R. RATEAU

LES MESURES EN DECIBELS

Couramment utilisée dans les domaines de l'acoustique et de l'électronique, la notion de décibel n'est pas toujours précisément comprise. Nous en rappelons ci-dessous la définition, et les avantages.

Gain en puissance

Considérons le quadripôle de la **figure 1**, supposé fermé sur une impédance de charge R_s purement résistive, et qu'on attaque, sur son entrée, par une tension sinusoïdale V_s . I_e et I_s désignent, respectivement, les intensités des courants d'entrée et de sortie.

Pour une charge résistive, l'impédance d'entrée est souvent résistive elle aussi. Nous nous placerons dans cette hypothèse, et la noterons R_e . Exprimons alors les puissances consommée par l'entrée et délivrée par la sortie. La première, P_e , a pour expression :

$$P_e = R_e I_e^2 = \frac{V_e^2}{R_e}$$

La deuxième, P_s , devient :

$$P_s = R_s I_s^2 = \frac{V_s^2}{R_s}$$

On peut alors, exprimer de deux façons le gain en puissance G_p du quadripôle, c'est-à-dire le rapport de la puissance de sortie P_s à la puissance d'entrée P_e :

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_s}{R_e} \left[\frac{I_s}{I_e} \right]^2$$

ou

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_e}{R_s} \left[\frac{V_s}{V_e} \right]^2$$

Lorsque plusieurs étages tels que celui de la **figure 1** sont connectés en cascade, le gain de la chaîne égale le produit des gains des étages successifs :

$$G_p = G_{p1} \times G_{p2} \times \dots \times G_{pn}$$

Or, il est toujours plus facile, par le calcul et plus encore dans le cas d'une représentation graphique, d'effectuer des sommes que des multiplications. Ceci revient à prendre, dans l'expression ci-dessus, le logarithme, en base 10 par exemple, de chacun des termes :

$$\log G_p = \log G_{p1} + \dots + \log G_{pn}$$

Ce qui nous conduit à l'expression de la puissance en **bels** :

$$G_p (\text{bels}) = \log_{10} G_p$$

Dans la pratique, le bel apparaît comme une unité beaucoup trop grande, et on utilise son sous multiple le **décibel**, noté **dB**. Le gain, en décibels, pour les puissances, devient alors :

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log_{10} G_p$$

Explicitons cette relation par quelques exemples numériques. Si $G_p = 1$ (il n'y a ni gain ni atténuation), alors :

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

Si $G_p = 2$, on trouve :

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$

Si $G_p = 100$,

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

si $G_p = 0,1$ (cas d'une atténuation dans un rapport 10),

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log 0,1 = -10 \text{ dB}$$

Gain en tension

Reprenons le quadripôle de la **figure 1**. Par définition, on appelle gain en tension G_v le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée, soit :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e}$$

Or, en dB, le gain en puissance est :

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log \frac{R_e}{R_s} \left[\frac{V_s}{V_e} \right]^2$$

C'est-à-dire :

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log \frac{R_e}{R_s} + 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Dans le cas où le quadripôle est fermé sur son impédance caractéristique R_c , l'impédance d'entrée devient aussi R_c , et le premier terme s'annule. Il reste alors :

$$G_p (\text{dB}) = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Pour que le gain en tension, exprimé en décibels, s'exprime par le même nombre que le gain en puissance, on décide de poser :

$$G_v (\text{dB}) = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Gain en intensité

Par définition, c'est le rapport G_i de l'intensité de sortie à l'intensité d'entrée, c'est-à-dire :

$$G_i = \frac{I_s}{I_e}$$

Or, toujours dans le cas d'une charge par l'impédance caractéristique, on a :

$$G_p (\text{dB}) = 20 \log \frac{I_s}{I_e}$$

Pour exprimer le gain en intensité par le même nombre de décibels que le gain en puissance, on pose :

$$G_i (\text{dB}) = 20 \log \frac{I_s}{I_e}$$

Niveau de référence

On ne peut exprimer, en décibels, qu'un rapport entre deux puissances, deux tensions, ou deux intensités, et non directement une puissance, une tension ou une intensité. Or, il serait commode d'y parvenir. On décide pour cela, de prendre **arbitrairement** un niveau de référence. Pour les puissances, par exemple, le niveau 0 dB est le plus souvent défini comme celui d'une puissance de 1 mW dans une résistance de 600 Ω , ce qui correspond, toujours dans 600 Ω , à une tension de 0,775 volt. On mesure donc en fait un rapport, mais dont le dénominateur égale l'unité, puisque :

$$0 \text{ dB} = 10 \log 1$$

Il reste possible, évidemment, de se référer à d'autres impédances que 600 Ω . Les niveaux de tension, pour 0 dB, s'en trouvent modifiés : le tableau ci-dessous indique leurs valeurs pour les impédances les plus courantes.

Impédance Ω	Tension pour 0 dB (V)	
50	0,2236	tensions
75	0,2739	
600	0,7746	
4	2,000	puissances
8	2,828	
16	4,000	

Les diodes en commutation

Conductrice lorsqu'on la polarise dans le sens direct (anode positive par rapport à la cathode), la diode s'oppose au passage du courant lors d'une polarisation inverse. Cette propriété fondamentale, qui la destine naturellement au redressement des tensions alternatives, et à la détection, peut être mise à profit, aussi, dans des circuits de commutation.

Dans cette application, les phénomènes transitoires prennent, surtout aux vitesses élevées de fonctionnement, une importance considérable: nous commencerons par en dire quelques mots. Dans une deuxième partie, nous proposerons d'expérimenter des circuits pratiques de commutation.

I - Phénomènes transitoires dans une jonction PN

Nous avons précédemment défini la caractéristique d'une diode, et proposé des méthodes expérimentales pour la relever (RP-EL n° 417). Si, dans la relation qui établit la correspondance entre l'intensité I qui traverse la diode, et la tension V appliquée entre anode et cathode, on considère V comme variable avec le temps t , cette relation devient:

$$I(t) = I_s \exp \frac{e V(t)}{k T} - 1$$

En régime de variation lente, la jonction obéit parfaitement à cette loi. Par contre, si on augmente la vitesse de variation de la tension, le changement d'état de la jonction s'effectue avec un certain retard, surtout sensible lorsqu'on passe brusquement de l'état conducteur à l'état bloqué.

Le phénomène étant fort complexe, nous nous contenterons d'en fournir une explication qualitative approchée.

En polarisation directe, les porteurs, électrons et trous, traversent la jonction. Il se produit alors, dans celle-ci, une accumulation des porteurs minoritaires, à cause de l'effet de freinage dû aux ions du réseau cristallin. La densité de porteurs minoritaires devient donc plus importante dans la jonction que dans le reste du cristal.

Si on inverse brusquement la polarité de la tension appliquée entre anode et cathode (figure 1, a), les porteurs minoritaires vont mettre un certain délai pour s'éliminer: c'est le temps de stockage t_s de la figure 1,

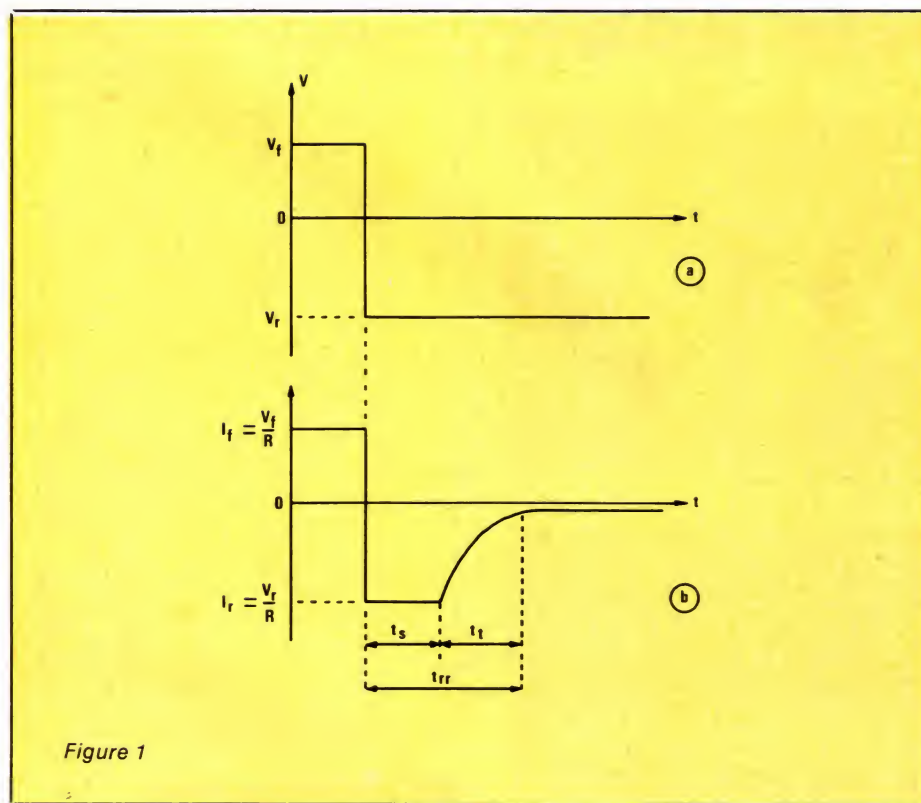


Figure 1

b. Pendant cet intervalle t_s l'intensité inverse est largement supérieure à sa valeur I_s en régime permanent. Elle dépend de la tension inverse appliquée V_r , et de la résistance de charge R .

$$I_r = \frac{V_r}{R}$$

Lorsque le nombre des porteurs accumulés devient insuffisant pour maintenir I_r , l'intensité inverse diminue exponentiellement, et rejoint I_s avec une constante de temps liée à la capacité de la jonction. Le délai correspondant est le temps de transi-

tion t_t (figure 1, b). La somme de ces deux délais constitue le **temps de recouvrement inverse**, noté t_{rr} à cause de sa dénomination anglaise (reverse recovery time).

$$t_{rr} = t_s + t_t$$

Le temps de recouvrement inverse, qui peut atteindre plusieurs microsecondes dans les diodes de redressement de puissance, descend à quelques nanosecondes pour les diodes spécialement fabriquées en vue de leur utilisation en commutation rapide.

II - Utilisation des diodes en commutation

Considérons le circuit de la figure 2 où, sur l'anode de la diode D, on applique une tension alternative, à laquelle se superpose une tension continue V de quelques volts. D est conductrice, et le courant qui la traverse passe aussi dans R. Aux bornes de cette résistance, on retrouve donc la tension d'entrée, diminuée de 0,6 volts (cas d'une diode au silicium). Notons que, pour que ce montage fonctionne correctement, il faut que la tension alternative offre une amplitude inférieure à V. Dans le cas contraire, les pointes inférieures du signal, bloquant la diode, se trouveraient écrêtées. Par ailleurs, une forte amplitude de la composante alternative, entraînant un déplacement important du point de fonctionnement sur la caractéristique directe, se traduit par une distorsion du signal de sortie.

Examinons maintenant le circuit de la figure 3, alimenté sous une tension + E, de 12 volts par exemple. Il est attaqué par un signal alternatif, à travers le condensateur d'isolement C, dont l'extrémité droite est maintenue au potentiel moyen + 6 volts, grâce au pont des résistances R₁ et R₂.

Sur la cathode de la diode D₁, on applique un signal de découpage (cette appellation sera justifiée par l'analyse qui suit) rectangulaire, évoluant entre 0 et 12 volts.

Lorsque la tension de découpage se situe au palier + 12 volts, la diode D₁, polarisée en inverse, se trouve bloquée: tout se passe comme si elle n'existait pas. Sur la sortie, aux bornes de R₄, on retrouve la tension d'entrée, décalée de 0,6 volt, et atténuée dans le rapport:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

dû au diviseur résistif R₃, R₄.

Lorsque la tension de découpage se situe au niveau 0, la diode D₁ devient conductrice: sur son anode, on trouve une tension de 0,6 volt, et D₂ se trouve alors pratiquement bloquée. Il suffirait d'ailleurs, pour obtenir un blocage parfait, d'ajouter une résistance R₅ telle que, avec R₄, elle porte la cathode de D₂ à + 0,6 volt. Dans ces conditions, la tension alternative d'entrée ne peut plus traverser D₂, et on trouve, en sortie, le potentiel de la masse.

Les correspondances entre les tensions d'entrée, de découpage et de sortie, sont résumées dans le diagramme de la figure 4.

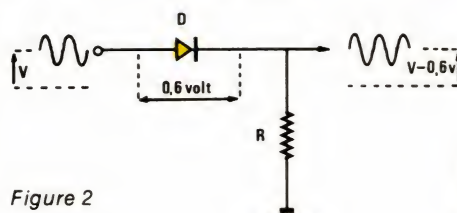


Figure 2

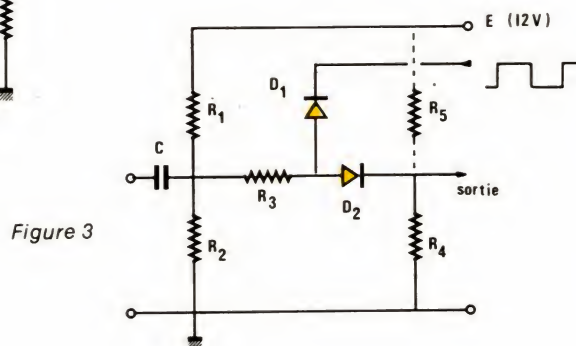


Figure 3

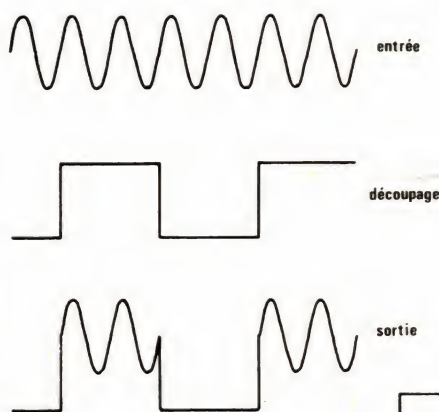


Figure 4

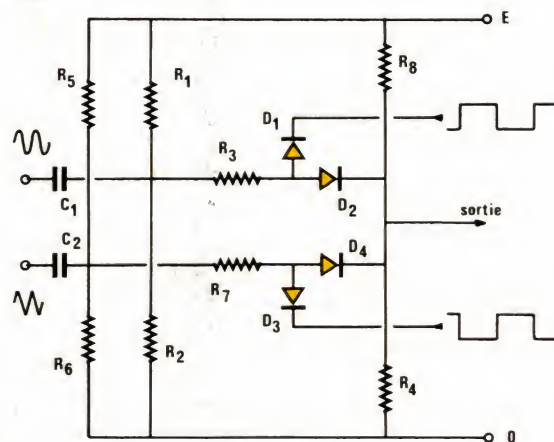


Figure 5

III - Un commutateur électronique à diodes

Le dispositif de la figure 3 est à la base des commutateurs à diodes utilisés dans la plupart des oscilloscopes bicourbes, et dont nous proposons maintenant une étude expérimentale, en nous référant au schéma de la figure 5.

On reconnaît, dans ce dernier circuit, celui de la figure 3, deux fois répété. Deux signaux d'entrée distincts parviennent simultanément sur les entrées e₁ et e₂, et traversent les condensateurs C₁ et C₂. Les résistances R₁ et R₂ d'une part, R₅ et R₆ d'autre part, sont choisies de façon à

donner, en leurs points communs, des composantes continues différentes, + 8 volts et + 4 volts par exemple.

L'ensemble D₁, D₂ joue le même rôle que précédemment, pour le signal de l'entrée e₁. L'ensemble D₃, D₄ remplit une fonction analogue pour le signal de l'entrée e₂. Mais les cathodes de D₁ et de D₃ reçoivent des tensions de découpage en opposition de phase, comme le montrent les diagrammes de la figure 6 (lignes c et d).

Finalement, sur la sortie, on dispose alternativement des signaux e₁ et e₂, avec des composantes continues différentes.

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Nous vous rappelons que seuls les professionnels mentionnés dans la liste du réseau de distribution sont habilités à vendre les circuits imprimés Radio Plans-Electronique Loisirs, cette liste est remise à jour chaque mois.

Références	Article	Prix estimatif
EL 419 H	Mini récepteur FM	18 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 419 E	Interphone moto	30 F
EL 419 F	G F2: générateur de salves	68 F

Nous vous rappelons ci-dessous les circuits disponibles des précédents numéros :

Réf.	Article	Prix estimatif
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	20 F
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	24 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	20 F
EL 415 E	Générateur d'impulsions	64 F
EL 416 A	Carte régulation	18 F
EL 416 B	Carte voltmètre	18 F
EL 416 C	Carte interconnexion	20 F
EL 416 D	Afficheur de polarité	16 F
EL 417 A	Préampli guitare	86 F
EL 417 B	Allumage électronique	68 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 B	Emetteur IR pour tuner	20 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R.	12 F
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	56 F
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	46 F

Bien que certaines références aient disparu de notre liste, les circuits imprimés correspondants sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction (Frais de port : 8 F par colis, et non par circuit.)

Ces références sont les suivantes :

EL 403 C }	Ampli 225 TURBO	52 F
EL 403 D }	Bruiteur course auto	16 F
EL 404 B	Bruiteur train à vapeur	20 F
EL 404 C	Temporisateur photo	30 F
EL 406 A	Carillon 3 notes à SAB 600	8 F
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	26 F
EL 407 D	Stimulateur musculaire 60 V	30 F

Ces circuits imprimés portent depuis le numéro 410 la mention Copyright © SPE 1982 gravée sur la face cuivrée et sont désormais munis d'une étiquette autocollante authentifiant la provenance du produit.

Réseau de distribution

Liste des professionnels distribuant les circuits imprimés

21000 - **Electronic 21**, 4 bis. rue de Serrigny, Dijon
 24100 - **Pommarel Electronic**, 14, place Doublet, Bergerac
 25000 - **Reboul**, 34, rue d'Arènes, Besançon
 30000 - **Lumispot**, 9, rue de l'Horloge, Nîmes.
 31000 - **Cibot**, 25, rue Bayard, Toulouse
 42000 - **St-Étienne Composants**, 2, rue de Terre-Noire, St-Étienne
 44600 - **Électronique Service**, 19, rue A.-De-Mun. St-Nazaire.
 59300 - **Laze**, 70, av. de Verdun, Valenciennes.
 69006 - **Ets Gelain**, 22, avenue de Saxe
 75010 - **Acer**, 42, rue de Chabrol
 75010 - **Mabel**, 35-37, rue d'Alsace, Paris.
 75012 - **Cibot**, 1, rue de Reuilly
 75012 - **Magnétic France**, 11, place de la Nation
 75012 - **Reuilly Composants**, 79, bd Diderot
 75014 - **Montparnasse Composants**, 3, rue du Maine
 80100 - **Electro 2000**, 191, chaussée Marcadi, Abbeville
 90000 - **Electronic Center**, 1, rue Keller, Belfort
 92220 - **BH Electronique**, 164, av. Aristide-Briand, Bagneux
 94100 - **Dixma**, 47, bd Rabelais, St-Maur.

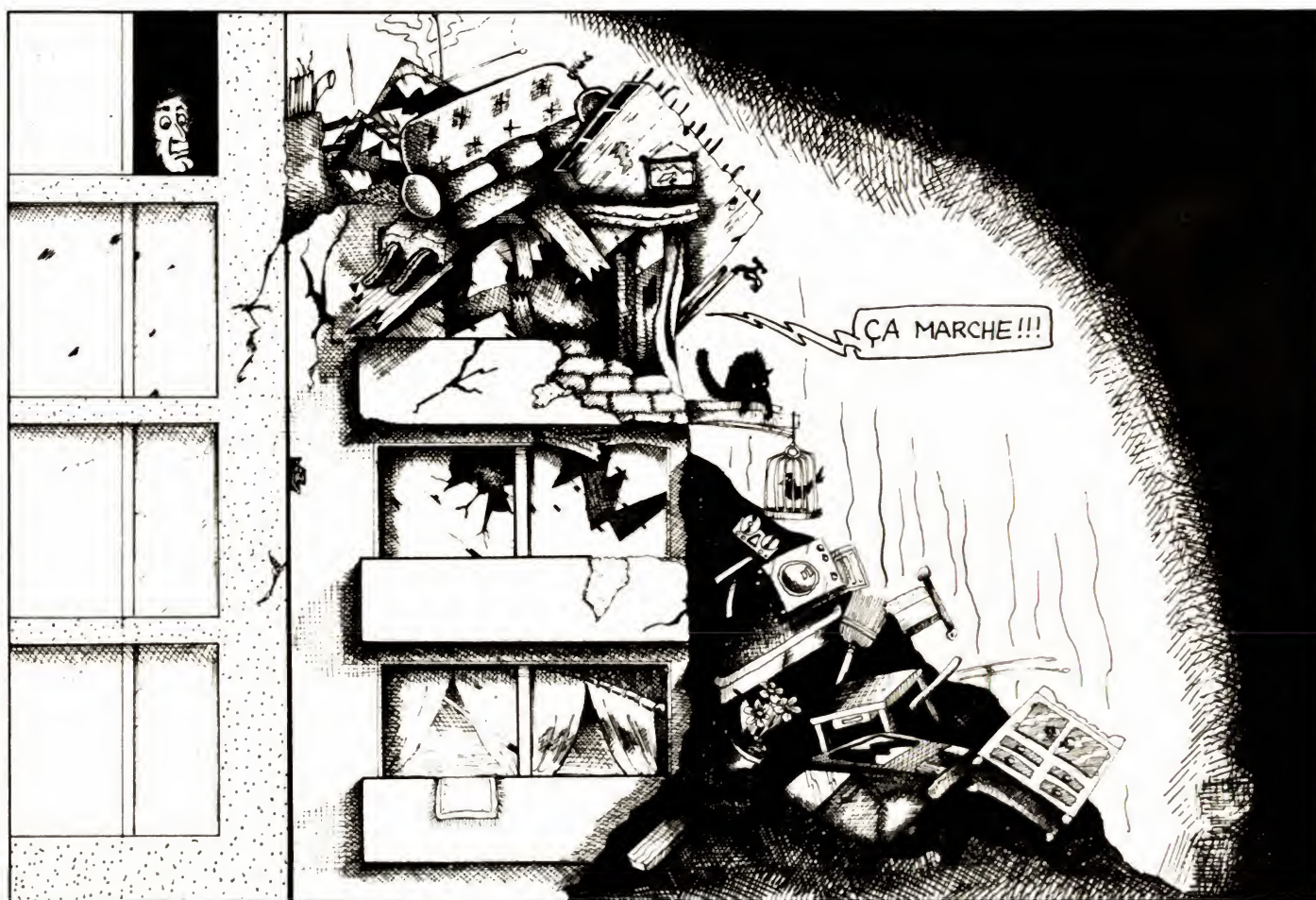
EL 409 A	Volmètre digital (affichage)	10 F
EL 409 B	Volmètre digital (convertisseur A/D)	10 F
EL 409 C	Sonde démodulatrice	10 F
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	22 F
EL 411 B	Anti-douleur expérimental	9 F
EL 412 A	μP2 carte principale	66 F
EL 412 B	μP2 carte affichage	88 F
EL 412 C	Chronozoom carte principale	44 F
EL 412 D	Chronozoom carte affichage	14 F
EL 412 E	Chronozoom carte matrice à diodes	8 F
EL 412 F	Alimentation C.B.	22 F
EL 413 A	Base de temps	16 F
EL 413 B	Millivoltmètre	36 F
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	14 F
EL 414 B	RIAA 2310	28 F
EL 414 C	RIAA FET	20 F
EL 414 D	Adaptateur 2310	20 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation +	18 F
EL 414 G	Alimentation -	18 F
EL 414 H	Géné de fonctions (platine 8038) ...	58 F
EL 414 I	Géné de fonctions (alim.)	26 F
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	16 F

Prévenez les accidents dus au gaz, réalisez ce détecteur ultra-simple

Temps ⌚
Difficulté ★
Dépense 💰

Le gaz est un combustible très propre et très pratique mais, il faut bien le reconnaître, relativement dangereux. Toxique et explosif mélangé à l'air, le gaz domestique doit absolument être maintenu confiné dans les tuyauteries qui lui sont dévolues, ou brûlé.

Le petit appareil décrit ici, bien que très simple, est capable de déceler la présence de gaz combustibles dans l'air ambiant, en concentrations notablement inférieures aux seuils de danger, à condition qu'un certain soin soit apporté à son régalge.



Principe de fonctionnement

Le schéma de la figure 1 montre que le cœur du montage est en réalité une pièce bien peu coûteuse, puisqu'il s'agit d'une tête d'allumegaz à piles, disponible pour quelques francs chez n'importe quel droguiste ou quincailler de quartier.

Cette pièce contient pourtant un élément très difficile à se procurer autrement, un très mince filament de platine, ou tout au moins d'un métal présentant les mêmes propriétés.

Les filaments chauffants sont largement utilisés dans l'industrie chimique pour toutes sortes d'analyses très précises sur les gaz, en accord avec le principe suivant.

Un filament chauffant alimenté à courant constant atteint une température d'équilibre qui est fonction des possibilités d'évacuation thermique du milieu environnant, donc en fait, de la nature physico-chimique de l'atmosphère dans laquelle il est plongé.

Or, la présence de gaz combustible dans l'air, modifie considérable-

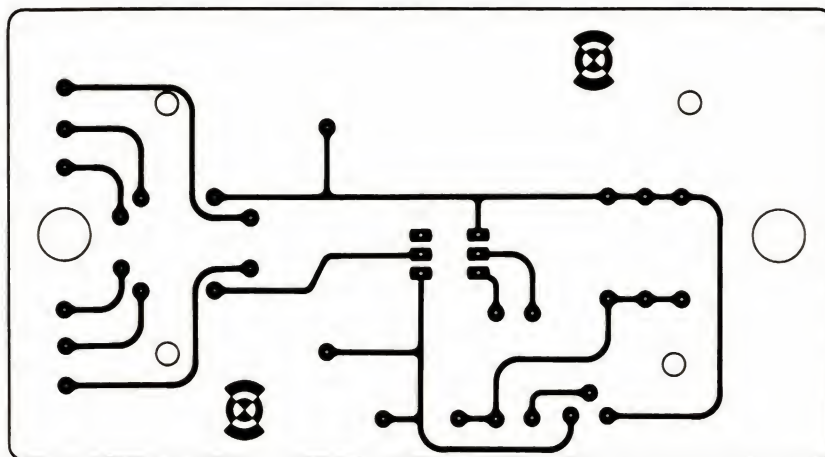


Figure 2

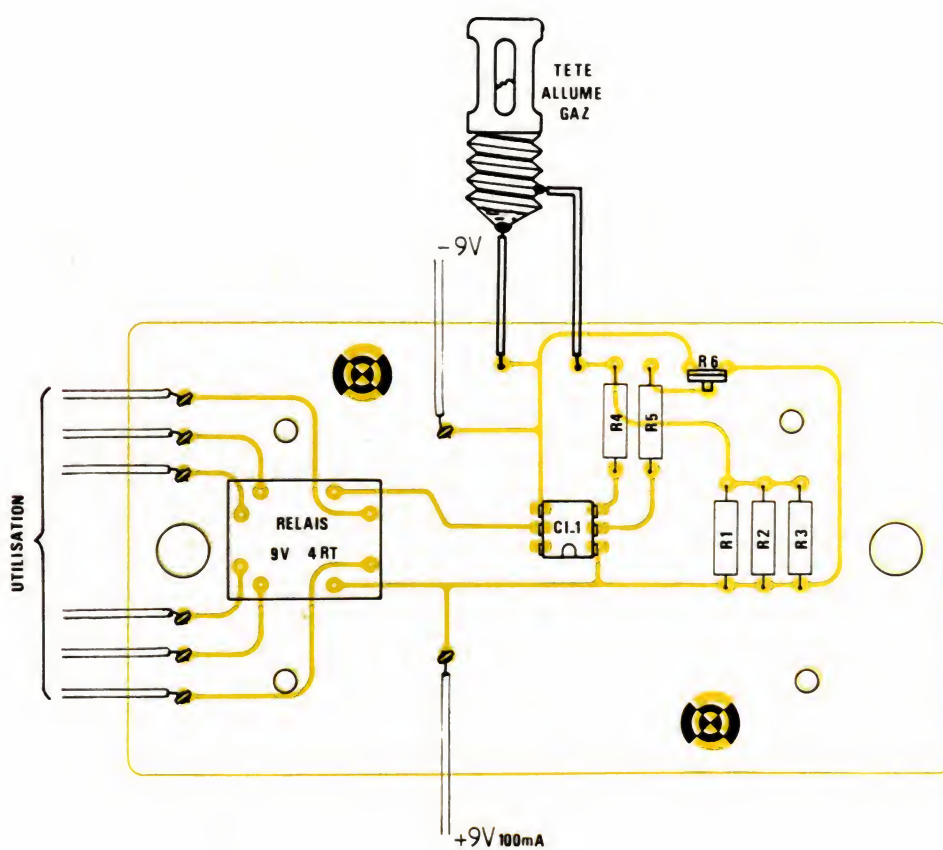


Figure 3

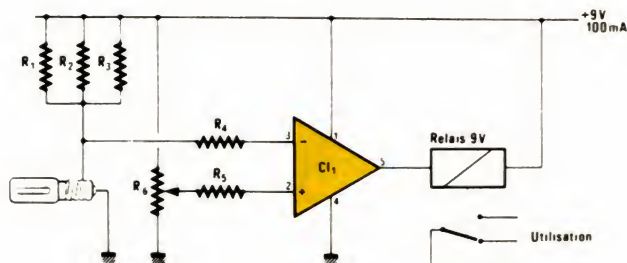


Figure 1

ment les conditions dans lesquelles le filament peut évacuer sa chaleur.

Dans notre cas, le filament est alimenté à partir d'une tension constante de 9 V, à travers une résistance dont la valeur est très forte, devant celle du filament lui-même. On peut donc considérer que le filament est parcouru par un courant sensiblement constant.

Dès lors, si l'évacuation thermique devient moins bonne, la température du filament va augmenter, et sa résistance également (les résistances métalliques sont des CTP).

Sous courant constant, une augmentation de résistance se traduit par une augmentation de tension, que l'ampli opérationnel TCA 335 A, monté en comparateur, peut exploiter pour faire coller le relais.

Ce collage peut être mis à profit de bien des façons: déclenchement d'une alarme sonore, mise en service d'une ventilation mécanique, transmission à une centrale d'alarme, fermeture d'une électrovanne, etc.

Il faut prévoir une alimentation secteur, puisque le montage

consomme près de 100 mA sous 9 V en permanence.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la figure 2, après câblage selon la figure 3, pourra être logé dans un boîtier 110 PP de la marque MMP. Il faudra ménager dans l'un de ses panneaux amovibles (voire dans les deux) des orifices de ventilation, ou mieux, placer la tête détectrice à l'extérieur du coffret, dans une douille pour ampoule de lampe de poche ou de cadran de récepteur radios. On pourra également utiliser un voyant standard dont le cabochon aura été démonté.

Il reste assez de place dans le coffret pour y loger toute l'alimentation secteur courante. On pourra éventuellement se passer de transformateur, en prélevant de l'alternatif sur le circuit de sonnerie de l'appartement, ce qui présente de très bonnes garanties de sécurité.

Pour le réglage (dont la précision déterminera directement les perfor-

mances de l'appareil), on commencera par choisir le nombre de résistances de $47\ \Omega$ (R_1 , R_2 , R_3) entre 1 et 3 de façon à amener le filament juste au-dessous de son point de rougeoiment. Il doit être tout juste possible de le deviner dans l'obscurité totale.

On notera qu'il existe de très larges dispersions d'un échantillon de tête à un autre, et que le réglage sera à refaire en cas de remplacement de l'élément sensible.

Le second réglage consiste tout simplement à agir sur R_6 afin de placer le relais à la limite du collage. C'est à ce niveau que la sensibilité peut être rendue plus ou moins forte. A titre d'exemple, la maquette de l'auteur, réglée au maximum de sensibilité, déclenchait chaque fois qu'un briquet à gaz était utilisé dans un rayon de 3 mètres autour du détecteur.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

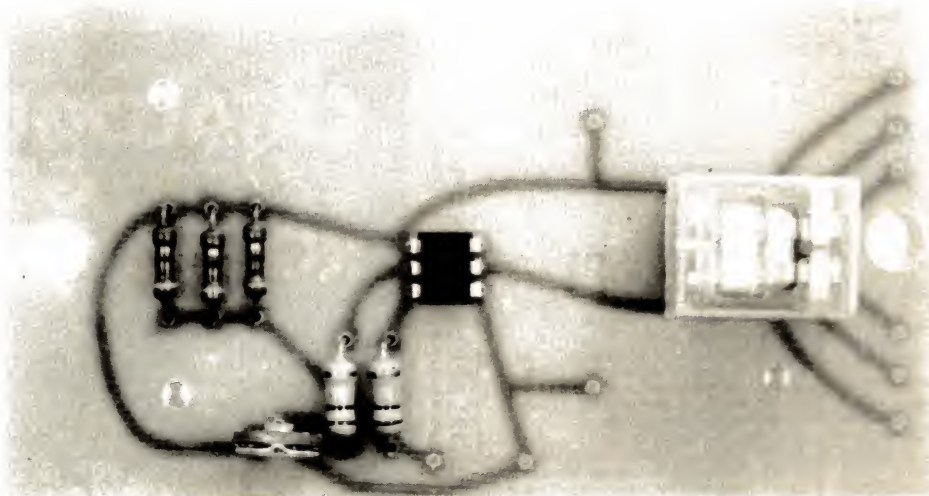
R_1 à R_3 : $47\ \Omega$ 0,5 W, voir texte.
 R_4 : 100 k Ω
 R_5 : 100 k Ω
 R_6 : 22 k Ω pot ajustable

Circuits intégrés

CI1 : TCA 335 A Siemens

Divers

1 tête d'allume gaz à piles.
 1 boîtier 110 PP MMP
 1 alimentation 9 V 100 mA
 1 relais 9 V 2 RT
 1 douille à vis



ROCHE

200, avenue d'Argenteuil
92600 ASNIERES Tél.: 799.35.25

Ouvert : du mardi au vendredi de 9h à 12h et de 14h15 à 19h
le samedi sans interruption de 9h à 19h

+ de 195 KITS EXPOSES EN MAGASIN et GARANTIS 1 AN. Notice de montage détaillée jointe. Légende LC: Kit Livré complet avec boîtier, boutons, etc.

KITS «EMISSION-RECEPTION et CB»	
005. Emetteur FM de 60 à 145 MHz. P: 300 mW. Portée 8 km. Alim. de 4,5 à 40 V	46 F
HF65. Emetteur FM de 60 à 145 MHz. Porte à plusieurs km. Alim. de 4,5 à 40 V	40 F
OK 61. Emetteur FM. Réglable, portée de 300-500 m. Avec micro pastille	57,80 F
Micro pastille	23 F. Micro électret 16 F
Antenne télescopique pour émetteurs FM	23 F
Kn 46. Mini récepteur pour émetteurs	56 F
JK 04. Tuner FM avec boîte	154 F
HF 310. Tuner FM «pro» sensibilité 5 µV	219 F
HF 330. Décodeur stéréo	95 F
HF 305. Convertisseur VHF/144 MHz	183 F
KN 9. Convertisseur AM/VHF, 118-130 MHz	38 F
KN 10. Convertisseur FM/VHF, 150-170 MHz	42 F
KN 20. Convertisseur 27 MHz, réception CB	53 F
DK 122. Récepteur 50 à 200 MHz, 5 gammes	125 F
KN 17. Oscillateur code morse	40 F
KN 17. Bis. Manipulateur code morse	28 F
OK 100. VFO pour 27 MHz, remplace les quartz	93,10 F
OK 167. Récepteur 27 MHz, 4 canaux, LC	255 F
OK 159. Récepteur MARINE, FM 144 MHz, LC	255 F
OK 177. Récepteur bande Police, FM, LC	255 F
OK 163. Récepteur AM, bande AVIATION, LC	255 F
OK 181. Décodeur de BLU ou CW	125 F
OK 81. Récepteur PO-GO, sortie sur écouteur	57,80 F
OK 165. Récepteur bande CHALUTISERS, LC	255 F
P 34. Générateur 6 tons, réglables pour appel CB	80 F
EL 201. Fréquence-mètre digital de 0 à 50 MHz	375 F
PLUS 14. Préampli d'antenne pour 27 MHz	60 F
JK 12. Préampli antenne et wattmètre à LEDS	168 F
JK 105. Scanner pour 144-146 MHz	520 F
JKS. FM. Option FM 88-107 MHz pour JK 105	48 F

KITS «JEUX DE LUMIERE»	
Kn 11. Modulateur 3 voies, 3 x 1200 W	129 F
Kn 21. Clignoteur électronique sur secteur	72,50 F
Kn 30. Modulateur 3 voies 3 x 1200 W MICRO	125 F
Kn 33. Stroboscope réglable 40 joules	115 F
Kn 33bis. Défecteur en métal pour Kn33	49 F
Kn 34. Chenillard 4 voies réglable 4 x 1200 W	120 F
Kn 35. Grateateur de lumière 1200 W	45 F
Kn 52. Piano lumineux avec clavier	285 F
Plus 5. Modulateur 3 voies avec préampli	90 F
Plus 15. Stroboscope 40 joules	100 F
2013. Stroboscope réglable 300 joules	232 F
2014. Stroboscope à bascule, 2 x 300 joules	337 F
Kn 49. Chenillard 6 voies réglable, 6 x 1200 W	249 F
OK 26. Modulateur 1 voie de 1200 W	48 F
OK 126. Adaptateur micro pour jeux de lumière	77,40 F
OK 192. Modulateur-chenillard 4 voies 1200 W	225 F
EL 11. Voie négative pour jeux de lumière	26 F
EL 132. Filtre anti-parasite pour triacs	42 F

KITS «TELECOMMANDE»	
JK 06. Emetteur 1 voie, 27 MHz, 27 mW, LC	137 F
JK 05. Récepteur 1 voie pour JK 06, LC	151 F
JK 16. Emetteur infrarouge, P: 6 m, LC	102 F
JK 15. Récepteur infrarouge, S: 0,3 mV, LC	148 F
JK 17. Emetteur 9 canaux en 27 MHz. Piloté par quartz, P: 50 mW, LC (3 voies proportionnelles)	200 F
JK 18. Récepteur 9 canaux, pour JK 17, LC	183 F
JK Servo-moteur complet pour JK 18	132 F
OK 105. Emetteur ultra-sons. Portée 15-20 m	83,30 F
OK 108. Récepteur ultra-sons. Sortie, relais	93,10 F
OK 168. Emetteur infrarouges, P: 6-8 m	125 F
OK 170. Récepteur infrarouges. Sortie relais	155 F

KITS «JEUX ELECTRONIQUES»	
OK 9. Roulette électronique à 16 LEDS	126,40 F
OK 10. Dé électronique à LEDS	57,80 F
OK 11. Pile ou face électronique à LEDS	38,20 F
OK 16. 421 digital avec 3 afficheurs	171,50 F
OK 22. Labyrinthe électronique digital	87,20 F
OK 48. 421 électronique à LEDS (7x3)	171,50 F

KITS «AUTOMOBILE»	
2009. Compte-tours auto-moto à 12 LEDS	126 F
2057. Booster 2x30 W, alim. 12 volts	198 F
KS 242. Modulateur voiture à LEDS	261 F
UK 877. Allumage électronique à décharge capacitive. Complet avec boîtier	399 F
OK 46. Cadenceur pour essuie-glace, réglable	73,50 F
OK 162. Booster 2 x 10 W, alim. 12 volts	195 F
EL 128. Horloge digitale, heure et minute. AL: 12 V	124 F

KITS «MUSIQUE»	
KN 16. Metronome réglable 40 à 150 Tpm/mn	42 F
Plus 4. Instrument de musique 7 notes	60 F
OK 76. Table de mixage stéréo à 4 entrées, 2 entrées RIAA + 2 AUX, avec potentiomètres	240,10 F
OK 88. Trémolo électronique réglable	97 F
DK 143. Générateur réglable 5 rythmes	279 F
EL 65. VU-mètres stéréo (maxi 100 W)	89 F
EL 135. Bruiteur électronique réglable	230 F
EL 148. Equalizer stéréo 6 voies	198 F

SPECIALISTE DE LA VENTE PAR CORRESPONDANCE DEPUIS 7 ANS

EXPEDITIONS RAPIDES (P et T) sous 2 jours ouvrables du matériel disponible en stock. Commande minimum : 40 F + port. Frais de port et d'emballage : PTT ordinaire : 20 F. PTT URGENT : 26 F. Envoi en recommandé : 35 F pour toutes les commandes supérieures à 200 F. Contre-remboursement (France métropolitaine uniquement) : recommandé + taxe : 38 F. DOM-TOM et étranger : règlement joint à la commande + port Roé : (sauf en recommandé : les marchandises voyagent toujours à vos risques et périls).

Commandez par
téléphone :
799.35.25 ou 798.94.13
et gagnez du temps.

53 SUPER-LOTS

QUALITE et PRIX IMBATTABLES. UN SUCCES CONSACRE
Tous nos super-lots sont exposés en magasin pour votre contrôle de la qualité et des prix
FINI LES MONTAGES INACHEVES ET LES COURSES BREDOUILLES

<p>N 1 RESISTANCES: 1/2 W. 5%. Les 25 principales valeurs de 10Ω à 1 MΩ. 10 pièces par valeur. Les 250: 40 F (0,16 F p.).</p> <p>N° 2 CONDENSATEURS: Céramiques 80 volts. Les 10 principales valeurs de 10 pF à 820 pF. 10 pièces par valeur. Les 100 condens.: 36 F.</p> <p>N° 21 CONDENSATEUR MYLAR 250 volts. Les 7 principales valeurs de 1 nF à 0,1 µF: 1 nF-2,2-4,7-10-22-47 nF et 0,1 µF. 10 pièces par type. Les 70 condensateurs: 63 F (0,90 F p.).</p> <p>N° 22 CONDENSATEURS MYLAR 250 volts. 0,1 µF. Les 20: 24 F (1,20 F p.).</p> <p>N° 23 CONDENSATEURS MYLAR 250 volts. 0,22 µF. Les 10: 16,50 F (65 F p.).</p> <p>N° 3 CONDENSATEURS: Chimiques, 25 volts. 1 µF-2,2-4,7-10-22-47-100 µF. 10 pièces par valeur. Les 70: 59,50 F (0,85 f p.).</p> <p>N° 24 CONDENSATEURS CHIMIQUES 25 volts. 220 µF x 4 - 470 µF x 4 - 1000 µF x 2. Les 10: 25 F (2,50 F p.).</p> <p>N° 4 DIODES DE REDRESSEMENTS: 1 N 4004 (1 A-400 V). La diode la plus utilisée. Les 20: 14 F (0,70 F p.).</p> <p>N° 44 DIODES DE REDRESSEMENT: BY 253 - 3 A-600 V. Diode de puissance très utilisée. Les 10 diodes: 23 F (2,30 F p.).</p> <p>N° 5 DIODES DE COMMUTATION: 1 N 4148. La diode la plus utilisée. Les 20: 9 F.</p> <p>N° 32 PONT DE DIODES: 1 A/50 volts. Les 4 ponts: 16 F (4 F p.).</p> <p>N° 25 DIODES ZENERS 400 mW 4,7 V - 6 V - 7,5 V - 9 V - 12 V, 4 de chaque, les 20 zeners: 26 F (1,30 F p.).</p> <p>N° 6 TRIACS: 6 A/400 volts. Grande sensibilité. Les 5: 29,50 F (5,90 F p.).</p> <p>N° 7 LEDS: 5 mm. 1^{re} qualité. 10 rouges + 10 vertes. Les 20 leds: 27 F (1,35 F p.).</p> <p>N° 39 LEDS 5 mm. Rouges 1^{re} qualité. Les 25 pièces: 33 F (1,32 F p.).</p> <p>N° 40 LEDS 5 mm. Vertes, 1^{re} qualité. Les 25 pièces: 36,20 F (1,44 p.).</p> <p>N° 9 TRANSISTORS BC 107 - BC 108 - BC 109. Les 3 BC les plus vendus. 5 de chaque type. Les 15: 34,50 F (2,30 F p.).</p> <p>N° 10 TRANSISTORS: 2 N 1711 et 2 N 2222. 5 de chaque type. Les 10: 26 F (2,60 F p.).</p> <p>N° 41 TRANSISTORS: 2 N 3055. Le plus vendu. Les 4: 32,40 F (8,10 F p.).</p> <p>N° 42 TRANSISTORS: 2 N 2646. L'U.J.T. le plus vendu. Les 5: 30 F (6 F p.).</p> <p>N° 43 TRANSISTORS: 2 N 3819. le F.E.T. le plus vendu. Les 5: 30 F (6 F p.).</p> <p>N° 11 CIRCUIT INTEGRE: µA 741 (Ampli OP). Les 5 pièces: 22,50 F (4,50 F p.).</p> <p>N° 12 CIRCUIT INTEGRE: NE 555 (timer). Les 5 pièces: 24,50 F (4,90 F p.).</p> <p>N° 13 SUPPORTS DE CIRCUITS INTEGRES. 10 de 8 broches + 10 de 14 broches. Les 20: 28 F (1,40 F p.).</p> <p>N° 45 CIRCUIT INTEGRE µA 723 (14 pattes). Les 3: 25,20 F (8,40 F p.).</p> <p>N° 46 REGULATEUR 12 V positif, 1A. Boîtier TO220. Les 3: 25,20 F (8,40 F p.).</p> <p>N° 47 REGULATEURS 5 V positif 1 A, boîtier TO 220. Les 3: 25,20 F (8,40 F p.).</p> <p>N° 48 REGULATEURS 12 V négatif 1 A, boîtier TO 220. Les 3: 27 F (9,00 F p.).</p>	<p>N° 49 REGULATEURS 5 V négatif 1 A boîtier TO 220. Les 3: 27 F (9 F p.).</p> <p>N° 26 FUSIBLES. Verre 5x20 mm. Rapides 0,1 A - 0,5 A - 1 A - 2 A - 3 A. 10 de chaque. Les 50 fusibles: 30 F (0,60 F p.).</p> <p>N° 27 SUPPORTS DE FUSIBLE pour circuit imprimé. Les 10: 14,50 F (1,45 F p.).</p> <p>N° 28 POTENTIOMETRES AJUSTABLES MINIATURES. 1 K - 2,2 K - 4,7 K - 10 K - 22 K - 47 K. 100 Kx4 par valeur. Les 28: 35 F (1,25 F p.).</p> <p>N° 29 POUSSOIRS-MARCHE miniature. 4 rouges + 4 noirs. Les 8: 24,80 F (3,10 F p.).</p> <p>N° 33 INTER ou INVERSEUR UNIPOLAIRE miniature, levier métal. Les 2: 16 F.</p> <p>N° 34 INTER ou INVERSEUR bipolaire miniature levier métal. Les 2: 25 F.</p> <p>N° 35 INTERRUPTEUR unipolaire 6 A/250 volts. Les 3 internes: 18 F (6 F p.).</p> <p>N° 36 INVERSEUR ou INTERRUPTEUR bipolaire. 6 A/250 volts. Les 3: 24 F (8 F p.).</p> <p>N° 30 BOUTONS PLASTIQUES NOIRS Ø 21 mm. Les 5 boutons: 11 F (2,20 F p.).</p> <p>N° 31 BOUTONS PLASTIQUES NOIRS Ø 28 mm. Les 5 boutons: 12,50 F (2,50 F p.).</p> <p>N° 38 Cosses. Polignard pour C.I. Ø 2,8 mm 20 mâles + 20 femelles: 6 F.</p> <p>N° 8 PRESSION POUR PILES 9 volts. Les 10: 10 F (1 F p.).</p> <p>N° 14 JACKS Ø 3,5 mm, 6 mâles + 4 châssis + 2 femelles. Les 12: 21,60 F (1,80 F p.).</p> <p>N° 16 RCA ou CINCH. 8 mâles + 4 châssis. Les 12: 24 F (2 F p.).</p> <p>N° 17 FICHES D.I.N. 5 broches, 4 mâles + 2 châssis + 2 femelles. Les 8: 20 F.</p> <p>N° 18 FICHES HAUT-PARLEUR. 4 mâles + 2 châssis + 2 femelles. Les 8: 11,20 F.</p> <p>N° 37 PINCES CROCODILES ISOLEES. Les 4 pièces: 6 F (1,50 F p.).</p> <p>N° 71 ENTRETOISES. h: 10 mm avec vis et écrous les 10: 8 F (0,80 F p.).</p> <p>N° 52 ENTRETOISES h: 4 mm avec vis et écrous. Les 10: 7 F (0,70 F p.).</p> <p>N° 53 DIAC 32 volts/10 ampères. Les 5: 15 F (3 F p.).</p> <p>N° 54 CLIPS et anneaux pour la fixation des LEDS (25 mm). Les 10: 5 F (0,50 F p.).</p> <p>N° 58 BANANES «PRO» Ø 2 mm. 4 mâles + 2 châssis. Les 6: 18,60 F.</p> <p>N° 68 PASSE-FILS. Caoutchouc Ø int. 4 mm. Les 10: 5 F (0,50 F p.).</p> <p>N° 19 Vous débutez... «Réalisez vos circuits imprimés». Nous vous proposons un matériel de première qualité et une notice explicative très détaillée. 1 fer à souder 30 W + 3 m de soudure + 1 perceuse 9-12 V. 10000tr/mn + accessoires + 1 stylo-marqueur pour CI + 3 bandes de signes transfert + 3 dm² de circuit imprimé + 1 litre de perchloreure de fer en poudre + notice détaillée: 219 F.</p> <p>N° 20 LOT CIRCUIT IMPRIME PAR PHOTD. Avec notice très détaillée. 1 film format 210x300 + 1 sachet de révélateur pour film + 1 révélateur pour plaque + 1 plaque présensibilisée 75x100 mm + 1 lampe UV 250 W + 1 douille pour lampe + notice: 119 F.</p>
--	---

... NOUVEAU ... ENFIN PARU ... NOUVEAU ...

CATALOGUE 80 PAGES

2800 ARTICLES
700 Photos & schémas

ROCHE

Prix en magasin : 20 f.
Franco chez vous : 25 f.

Vous y trouverez facilement : COMPOSANTS ACTIFS ET PASSIFS, FERS A SOUDER ET OUTILLAGE, MATERIEL POUR LES CIRCUITS IMPRIMES, HAUT PARLEURS, SUPER LOTS, APPAREILS DE MESURE ET ALIMENTATIONS, TOUT L'HABILLAGE DE VOS MONTAGES, SIRENES ET LIBRAIRIE, JEUX DE LUMIERE, FICHES ET CORDONS, UN CHOIX CONSIDERABLE DE KITS, ... etc
AINSI QU'UNE MINE DE RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES.

►►►► L'OUTIL INDISPENSABLE...
VOTRE PARTENAIRE EFFICACE

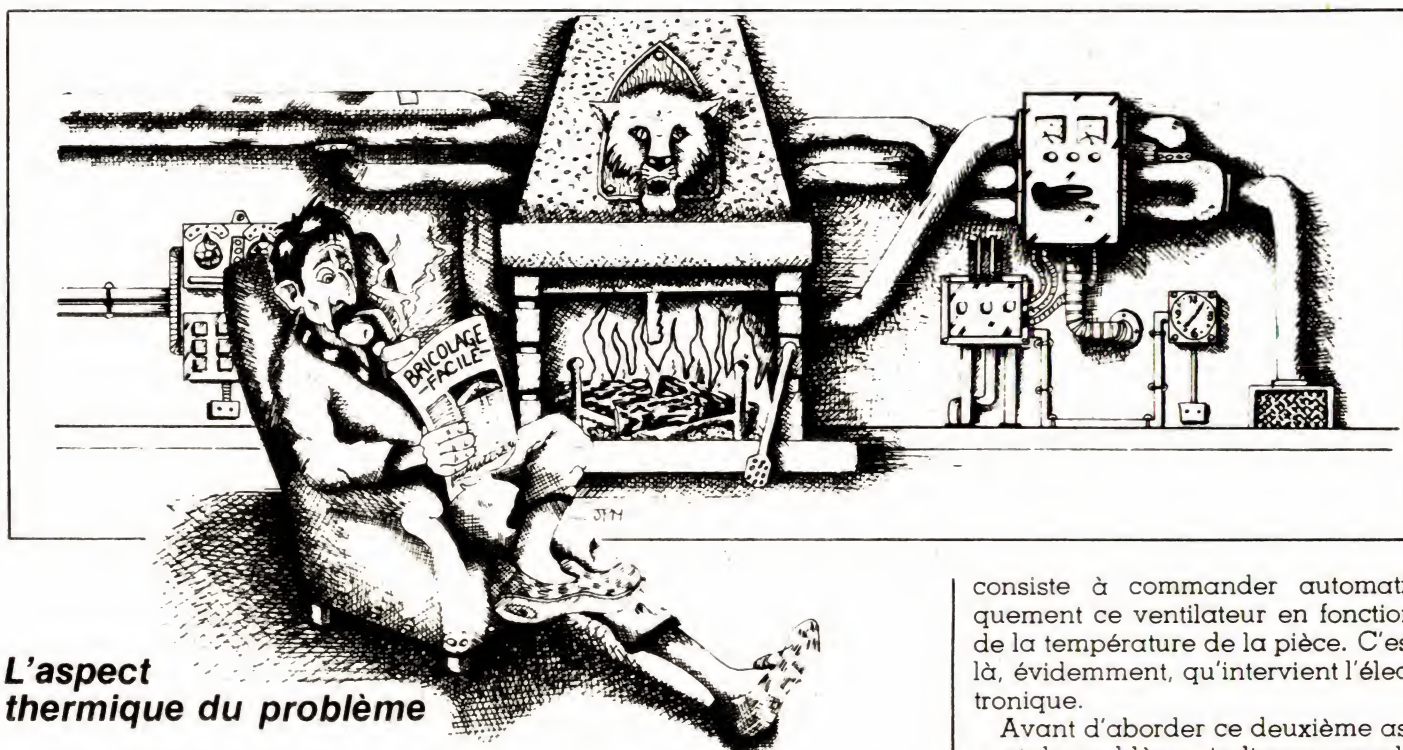
Cette annonce annule et remplace les précédentes. Prix TTC au 1.6.82. TVA 18,60 % non répercutée.

Commande automatique d'un ventilateur pour régulation de température

Temps 
 Difficulté 
 Dépense 

Le montage décrit a été conçu, à l'origine, pour réguler la température dans un séjour de résidence secondaire chauffé par une cheminée à bois.

S'il est évidemment plus sympathique que des radiateurs électriques ou qu'une installation à fuel ou à gaz, un tel mode de chauffage n'autorise pas un réglage facile de la température. La solution — indirecte — consiste à agir sur le flux d'une masse d'air chaud, commandé par un ventilateur électrique.



L'aspect thermique du problème

Une cheminée campagnarde, telle que nous avons tenté d'illustrer à la figure 1, souffre d'un rendement fort médiocre. Si une partie des calories produites par la combustion du bois chauffe la pièce par rayonnement, une autre partie, de loin la plus grande, se perd par convection dans le conduit d'évacuation des fumées: elle ne sert qu'à chauffer l'air extérieur, au-dessus du toit de la maison.

Divers dispositifs permettent cependant d'améliorer cet état de chose. La figure 1 montre l'un d'eux, aisément réalisable par un amateur. Derrière le manteau de la cheminée, passent quelques tubes métalliques (par exemple des tuyaux de chauffage central) qui, par leurs deux extrémités, débouchent dans la pièce.

Situés au-dessus du foyer, ces tubes s'échauffent fortement: on peut

donc récupérer de la chaleur, en y imposant une circulation forcée d'air, à l'aide d'un ventilateur. Le raffinement que nous proposons,

consiste à commander automatiquement ce ventilateur en fonction de la température de la pièce. C'est là, évidemment, qu'intervient l'électronique.

Avant d'aborder ce deuxième aspect du problème, indiquons que le silence de fonctionnement conditionne l'agrément d'emploi. Il faudra choisir une soufflerie à rotation lente (un faible débit suffit), et l'enfermer

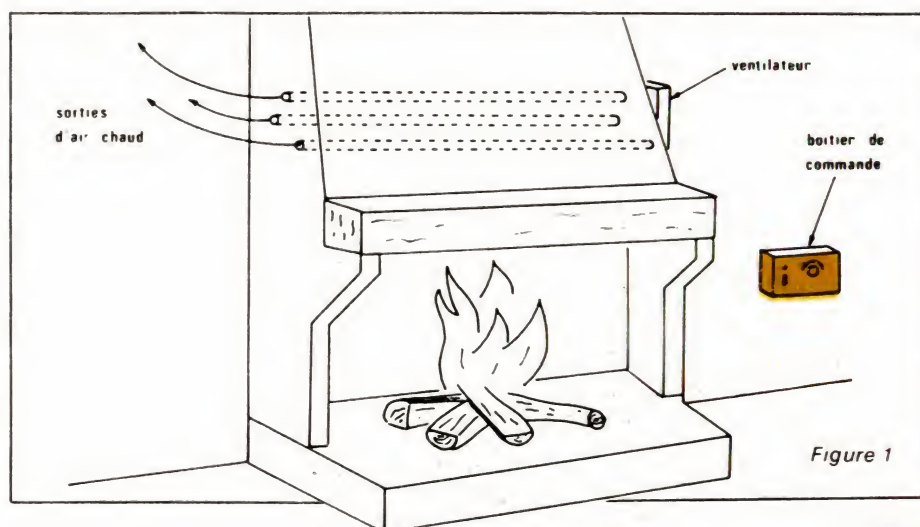


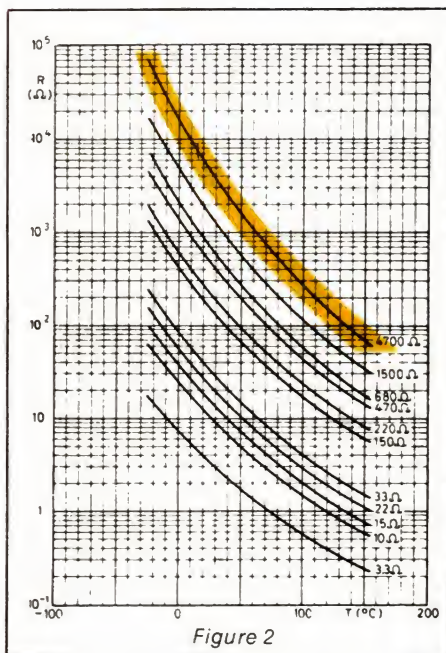
Figure 1

éventuellement dans un coffrage faisant office de silencieux.

Emploi d'une thermistance

Les thermistances, ou résistances CTN (coefficient de Température Négatif), sont des dispositifs semi-conducteurs généralement constitués d'oxydes métalliques (par exemple oxyde de nickel NiO et oxyde de manganèse MnO₃).

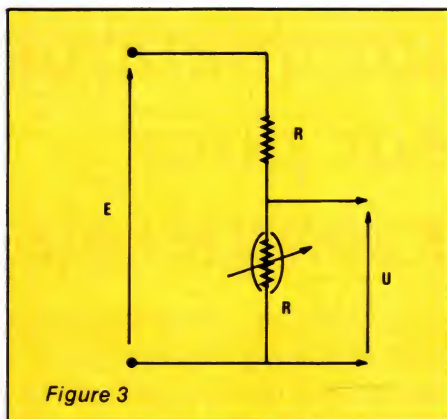
Comme pour tous les semiconducteurs, leur résistance diminue lorsque la température croît. Cette affirmation est quantitativement précisée par le diagramme de la figure 2,



qui donne les variations, en fonction de la température t de la résistance R d'une thermistance offrant une résistance de $4\,700\,\Omega$ à $25\,^{\circ}\text{C}$. On voit que celle-ci atteint $6\,\text{k}\Omega$ à $20\,^{\circ}\text{C}$, $7,5\,\text{k}\Omega$ à $15\,^{\circ}\text{C}$, mais quelle n'est que de $3,8\,\text{k}\Omega$ à $30\,^{\circ}\text{C}$.

On peut facilement transformer les variations de résistance en variation de tension, grâce au diviseur de la figure 3 où R_1 est montée en série avec la thermistance R . Pour la thermistance déjà citée précédemment, en choisissant $R_1 = 6,8\,\text{k}\Omega$ et $E = 12\,\text{volts}$, nous avons relevé les variations de la tension U en fonction de la température. Les résultats sont consignés dans le diagramme de la figure 4.

Pour appliquer les propriétés d'une thermistance à la mise en route ou à l'arrêt d'un ventilateur en fonction de la température, on peut



utiliser le montage schématique illustré par la figure 5. La tension U prise sur le diviseur $R_1 R$ de la figure 3, attaque l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel CI, dont l'entrée non inverseuse reçoit une fonction fixe V de la tension d'alimentation E , par l'intermédiaire de R_2 et R_3 .

Lorsque la température est élevée, la valeur de U passe au-dessous de celle de V ; la sortie de l'amplificateur opérationnel se trouve donc au potentiel $+E$, et aucun courant ne traverse la bobine du relais. Le moteur

tionnel bascule au potentiel de la mesure, ce qui alimente la bobine du relais, et met en route le ventilateur, par l'intermédiaire des contacts K .

Schéma complet du régulateur

On le trouvera à la figure 6, qui ajoute quelques perfectionnements au schéma trop simple de la figure 5.

Le diviseur fixe $R_2 R_3$, a été remplacé ici par l'ensemble R_2, R_3 et P . Ce dernier potentiomètre permet un réglage de la tension V , donc du point de consigne. Nous avons choisi une plage de 15 à $25\,^{\circ}\text{C}$, qui encadre la valeur $19\,^{\circ}\text{C}$, actuellement recommandée.

Compte tenu d'une assez large dispersion des caractéristiques, la résistance à $20\,^{\circ}\text{C}$ de la thermistance R n'est guère connue qu'à $\pm 20\%$ près. Pour compenser cette dispersion, nous avons monté, en série avec R_1 , une résistance ajustable AJ . Au moment de la mise au point,

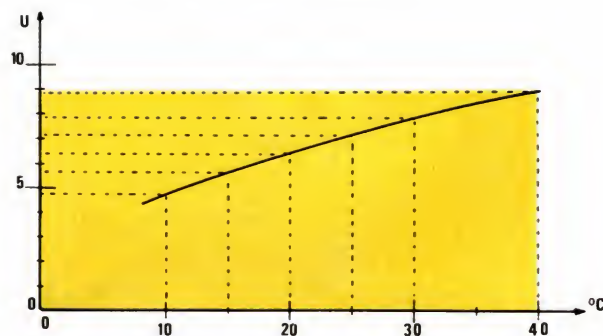


Figure 4

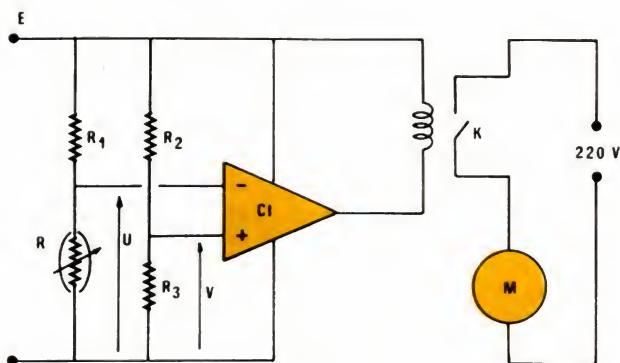


Figure 5

M du ventilateur n'est donc pas alimenté. Au contraire, si la température baisse au-dessous du point de consigne déterminé par le choix de R, R_1, R_2 et R_3 U devient supérieur à V . La sortie de l'amplificateur opéra-

celle-ci permet de placer, à mi-course du potentiomètre P , le point $20\,^{\circ}\text{C}$.

Un inconvénient du schéma de la figure 5, réside dans son absence d'hystérésis. Au voisinage du point

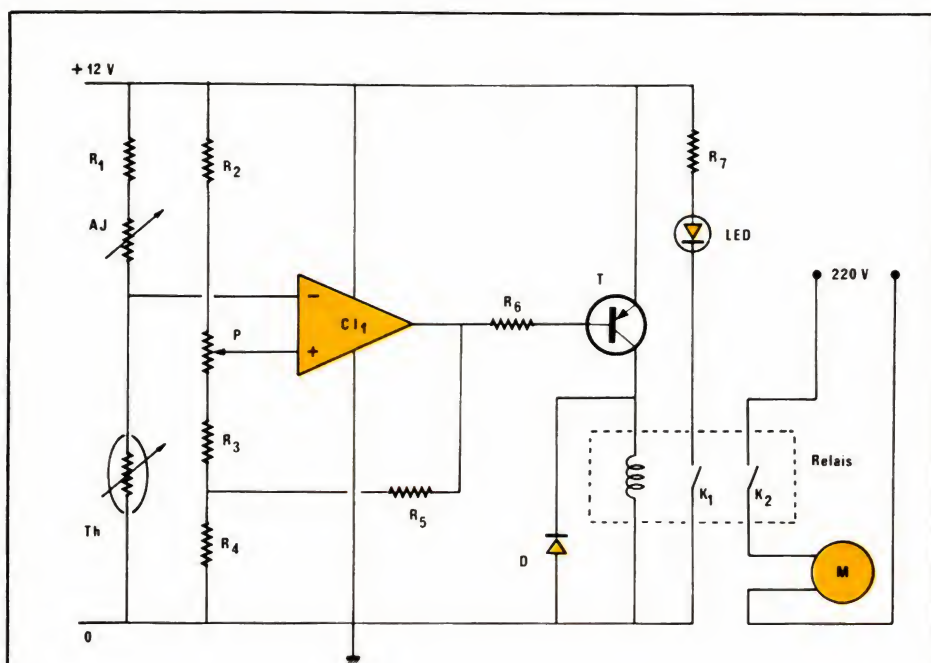


Figure 6

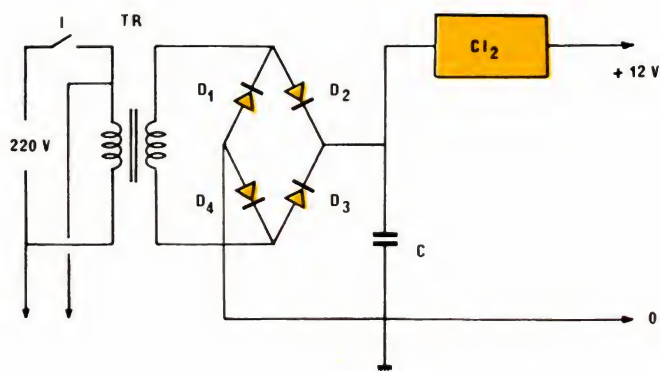


Figure 7

de consigne, les moindres fluctuations de température font passer la sortie de l'amplificateur opérationnel de 0 à 12 volts. Il en résulte une succession rapide de mises sous tension et d'arrêt du ventilateur, ce qui est désagréable, et engendre une usure prématurée du matériel.

Pour pallier ce défaut, nous avons introduit une réaction positive entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et son entrée non inverseuse, grâce à R_4 et R_5 . L'ensemble prend alors les caractéristiques d'un trigger de Schmitt, avec deux seuils de basculement. Les valeurs choisies donnent une hystérésis d'environ 1°C . Cela signifie que, pour une température de consigne de 19°C par exemple, le ventilateur se met en route à $18,5^\circ\text{C}$, et s'arrête à $19,5^\circ\text{C}$.

Enfin, la volonté d'employer un amplificateur très courant (il s'agit

d'un classique 741) ne permettait pas la commande directe d'un relais. Pour obtenir l'intensité nécessaire, nous avons interposé le transistor T, de type PNP. La bobine du relais se trouve donc placée entre collecteur et masse. Elle est doublée par la diode D_5 , qui protège le transistor contre les surtensions inverses, à chaque coupure du courant. D'autre part, une diode électroluminescente, polarisée à travers R_7 lors de l'excitation du relais, signale les mises en marche du ventilateur.

L'alimentation

Une alimentation par piles n'est pas concevable pour un tel appareil, destiné à fonctionner des journées entières. Il fallait donc une alimentation secteur, dont la figure 7 donne le schéma.

L'interrupteur I assure la mise sous tension. À la sortie du secondaire du transformateur, le redressement s'effectue à double alternance grâce à un pont de diodes, et C se charge du filtrage. Enfin, la régulation est confiée à un circuit intégré à trois pattes de type 7812.

Le circuit imprimé et son câblage

La quasi-totalité des composants du régulateur et de son alimentation est regroupée sur un circuit imprimé unique, dont la figure 8 donne le dessin. Pour l'implantation des composants, on se reportera au schéma de la figure 9, et à la photographie de la figure 10.

Le relais (voir figure 11) est conçu pour une implantation directe sur circuit imprimé. Ses contacts supportent, en alternatif, une tension de 250 volts, et une intensité de 1 ampère. Ils suffisent donc largement à l'alimentation d'un ventilateur de puissance moyenne.

La mise en coffret

Elle n'offre aucun aspect critique. Pour notre maquette, nous avons sélectionné un boîtier MMP, de référence Pupicoffre 20 M dont la couleur «sable» s'harmonise agréablement avec tous les intérieurs.

La façade reçoit l'interrupteur de mise sous tension, la diode témoin, et le potentiomètre de réglage de la température de consigne.

Sur un côté du coffret, sortent: les fils d'alimentation secteur, les fils de liaison au ventilateur, et ceux qui servent à brancher la thermistance, par l'intermédiaire d'un jack miniature. On peut ainsi choisir la meilleure place pour le capteur, afin qu'il prélève une température moyenne (ne le mette ni trop près du sol, ni trop haut), à l'abri des courants d'air (éviter le flux sortant de la cheminée, le voisinage d'une fenêtre ou d'une porte).

La mise au point

Elle porte simplement sur le réglage de la résistance ajustable AJ, afin que le point 20°C du potentiomètre corresponde bien à cette température. Pour cela, et la thermistance étant bien à 20°C (la plonger

Figure 8

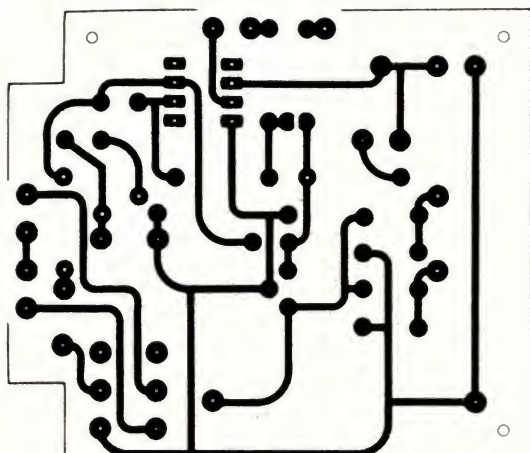


Figure 9

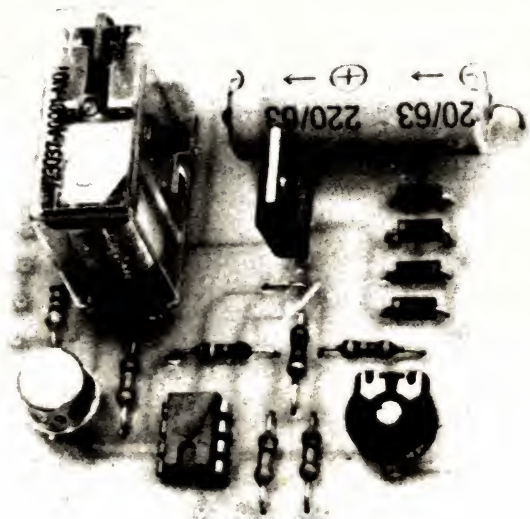
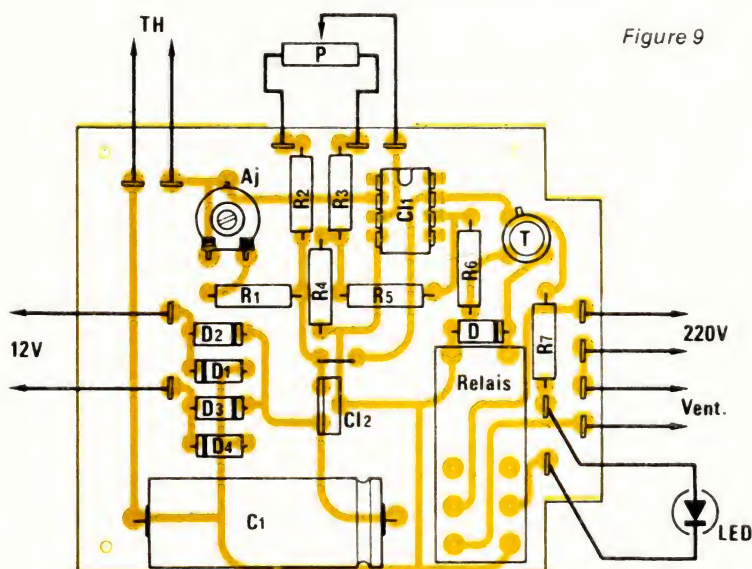


Figure 10



Figure 11

par exemple dans de l'eau à cette température, en l'isolant à l'aide d'un petit sac de plastique), placer le potentiomètre à mi-course. Régler alors AJ pour obtenir la même tension sur les entrées + et - de l'amplificateur opérationnel (c'est-à-dire sur le curseur de P, et sur le point commun à AJ et à la thermistance).

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 watt à $\pm 5\%$

R1: 3,9 k Ω ; R2: 10 k Ω ; R4: 100 Ω ; R5: 180 k Ω ; R6: 10 k Ω ; R7: 1 k Ω .

R3 : 10 k Ω

Résistance ajustable

AJ: 4,7 k Ω Piher (à plat).

Potentiomètre

P: 2,2 k Ω , linéaire.

Condensateur

C: 220 μ F (25 volts).

Diodes D1 à D5

1 N 4002. Diode LED rouge.

Ampli opérationnel

741 (dual in line à 8 broches).

Régulateur

7812

Transistor

2 N 2905.

Transformateur

Secondaire 12 volts (5 VA).

Relais

Siemens référence V 23037 - A 001 - A 101.

Divers

1 interrupteur; 1 jack miniature.

Coffret

MMP pupicoffre 20 M

Le transistor à jonctions

L'apparition des premiers transistors date de 1948. Elle a très vite entraîné une révolution de l'électronique par rapport aux tubes, le transistor apportait en effet des avantages considérables : un faible encombrement, une consommation réduite sous des tensions de quelques volts seulement, une très grande robustesse et une longue durée de vie, etc.

Les premiers transistors étaient des modèles à pointes. Ils ont entièrement laissé la place aux transistors à jonctions, dont nous parlerons uniquement.

Ce premier article sera consacré à la structure du dispositif, et aux fondements de son fonctionnement, c'est-à-dire à l'effet transistor.

Deux jonctions très voisines dans un même cristal

Il existe différentes configurations de transistors, liées à diverses techniques de fabrication. Fondamentalement, toutes peuvent se ramener à la structure qu'illustre la figure 1.

Dans un petit monocristal de germanium ou de silicium, on réalise trois zones de type P et N alternés. Ceci conduit à deux possibilités, qui aboutissent aux transistors NPN (figure 1, a) ou PNP (figure 1, b). On crée ainsi deux jonctions très voisines l'une de l'autre : elles sont séparées d'environ $1\ \mu\text{m}$.

Comme on le constate sur la figure 1, une dissymétrie apparaît, à cause des dimensions différentes des deux jonctions : nous justifierons ultérieurement cette différence.

La zone centrale s'appelle la base, les zones extrêmes constituent, respectivement, le collecteur et l'émetteur. Symboliquement, on représente les transistors NPN et PNP par

les dessins de la figure 2, que tous nos lecteurs connaissent : NPN en figure 2 a, et PNP en 2 b.

Le transistor en circuit ouvert

Un transistor comporte deux jonctions PN en circuit ouvert : on retrouvera donc, dans son étude, des phénomènes déjà rencontrés lors de celle de la diode. Prenons, pour appuyer nos raisonnements, le cas d'un transistor NPN ; il suffirait d'inverser tous les signes pour un PNP.

Dans la figure 3, la partie supérieure illustre la distribution des charges dans le cristal. Sur la jonction collecteur-base, les électrons, porteurs majoritaires du collecteur (semiconducteur N), diffusent vers la base, où ils se recombinaient avec les trous. Inversement les trous, porteurs majoritaires de la base (semiconducteur P), diffusent vers le collecteur, où ils se recombinaient avec les électrons. Il apparaît donc une double charge spatiale, de part

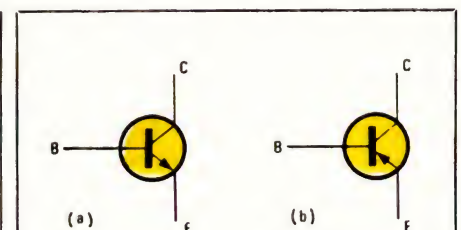


Figure 2

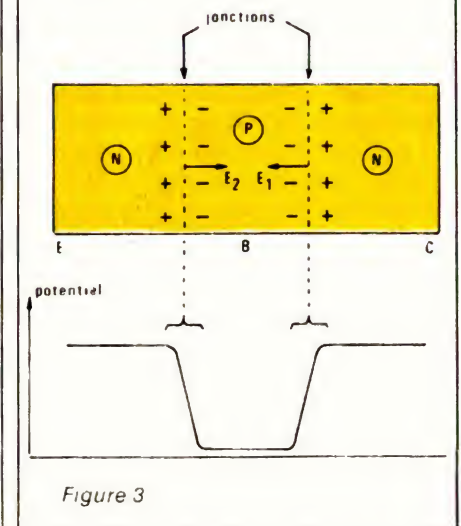


Figure 3

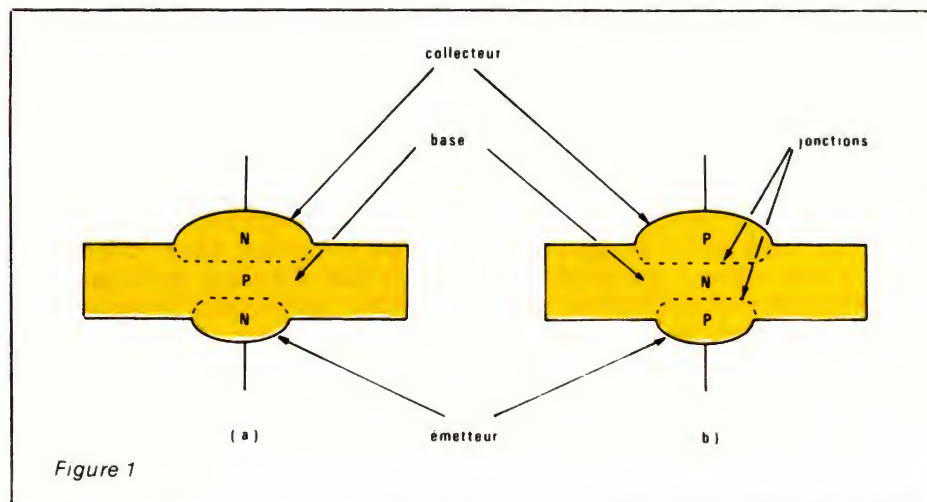


Figure 1

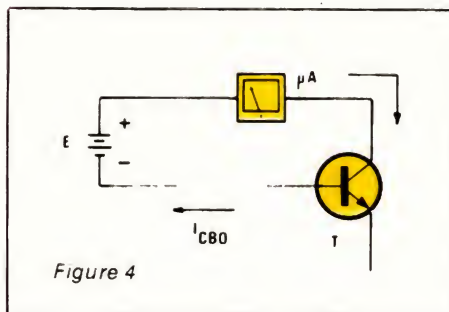
et d'autre de la jonction, à cause de la neutralisation de porteurs libres.

Cette charge spatiale entraîne la naissance d'un champ électrique E_1 , donc d'une barrière de potentiel. Celle-ci apparaît sur la courbe de la partie inférieure de la figure 3.

Les mêmes phénomènes s'appliquent à la jonction émetteur-base. La double charge spatiale, symétriquement orientée par rapport à la précédente, entraîne l'apparition du champ électrique E_2 . Il lui correspond également une barrière de potentiel, comme on le voit dans la courbe inférieure. Celle-ci, finalement, décrit les variations du potentiel, le long du cristal.

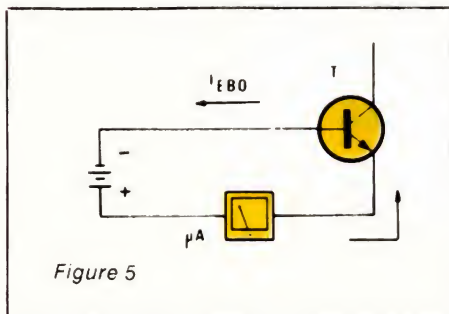
Les courants résiduels dans un transistor

Réalisons, toujours avec un transistor NPN, le montage de la figure 4, où l'émetteur reste « en l'air ». La jonction collecteur-base (CB) se trouve polarisée en inverse par la source continue E : elle est donc bloquée. Il y circule cependant un faible courant inverse, pratiquement indépendant de E , et dont l'étude de la diode nous a appris qu'il était dû aux porteurs minoritaires créés par agitation thermique.



C'est le courant résiduel de collecteur, à émetteur ouvert. On le note I_{CBO} (O, pour « ouvert »).

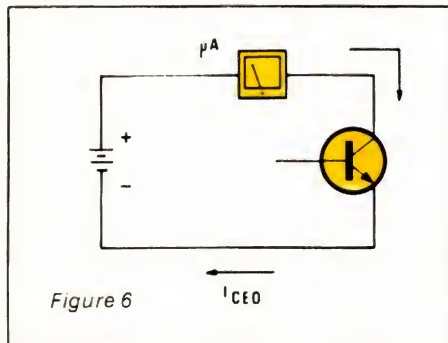
Le montage de la figure 5 permet maintenant d'expérimenter sur la jonction émetteur-base, avec collecteur ouvert (en l'air). Le courant inverse qui circule cette fois, est le courant résiduel d'émetteur, à collecteur ouvert. On le note I_{EBO} .



Examinons enfin le cas de la figure 6. Compte-tenu de la polarité de la source, on voit que, maintenant, la diode émetteur-base conduit, mais que la diode collecteur-base est bloquée. On pourrait s'attendre, alors à ce que le courant résiduel soit I_{CBO} . Or, l'expérience montre qu'on trouve un courant résiduel, noté I_{CEO} (Base ouverte) très supérieur :

$$I_{CEO} \gg I_{CBO}$$

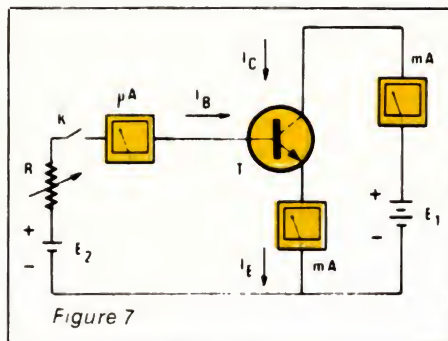
c'est le courant résiduel de collecteur, avec la base ouverte.



Cette différence montre qu'on ne peut pas assimiler un transistor au simple montage de deux diodes en opposition : la distinction résulte de l'effet transistor, que nous analyserons ci-dessous.

Observation expérimentale de l'effet transistor

Réalisons le montage de la figure 7, autour du transistor T de type NPN.



Dans un premier temps, l'interrupteur K reste ouvert : la base est alors en l'air, et on retrouve les conditions de la figure 6. Le courant de collecteur est le courant résiduel, ou courant de fuite, I_{CEO} .

Si, maintenant, on ferme K, on constate :

- le passage d'un courant d'émetteur I_E important (son intensité dépend de E_2 et de R), ce qui est normal. En effet, la jonction émetteur-base se trouve polarisée en direct et est conductrice.
- Simultanément, le passage d'un courant de collecteur I_C , dont l'intensité est sensiblement voisine de I_E , alors que la jonction collecteur-base est toujours polarisée en inverse. C'est ce phénomène qui constitue l'effet transistor.

Si on regarde les choses de plus près, on s'aperçoit que, seul, un faible courant I_B pénètre dans la base et que :

$$I_E = I_C + I_B$$

Cette dernière relation traduit d'ailleurs la conservation des quantités d'électricité : la somme des courants qui pénètrent dans le transistor ne peut qu'être nulle.

Faisons ensuite varier R , ce qui entraîne des variations de l'intensité I_B . On constate que I_C varie lui aussi, et sensiblement proportionnellement à I_B .

Interprétation physique de l'effet transistor

Nous raisonnons, comme précédemment, sur le cas d'un transistor de type NPN.

Dans l'émetteur comme dans le collecteur, régions de type N, les électrons sont les porteurs majoritaires. Dans la base, région de type P, ils deviennent minoritaires, tandis que les trous sont alors les porteurs majoritaires.

En circuit ouvert, comme le montrait la figure 3, les barrières de potentiel qui prennent naissance au niveau des jonctions, s'opposent à la circulation des porteurs majoritaires.

Par contre, lorsque, par la source de tension E_2 de la figure 7, on applique une polarisation directe à la jonction émetteur-base, la hauteur de la barrière de potentiel correspondante diminue, et les porteurs majoritaires peuvent traverser cette jonction. Il s'établit un courant I_E , dû essentiellement au passage d'électrons de l'émetteur vers la base.

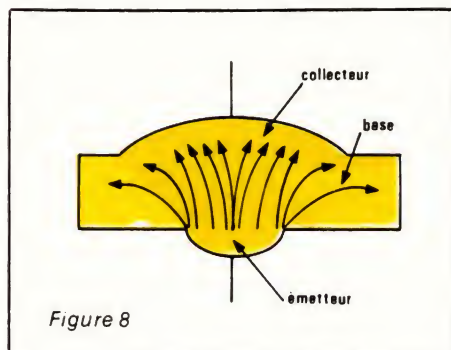
Une fois injectés dans la base, les électrons se trouvent très proches de la jonction de collecteur (on se rappelle que l'épaisseur de la base est de l'ordre du micromètre). Ils sont donc soumis à l'action du champ électrique E_1 (Voir figure 3), qui exerce sur eux une force dirigée vers le collecteur. Les électrons envoyés (émis) par l'émetteur, sont donc captés (collectés) par le collecteur, ce qui donne naissance au courant I_C .

Nous avons pourtant constaté que I_C restait légèrement inférieur à I_E , et qu'il apparaissait un faible courant de base I_B . Ceci est dû au fait qu'une partie des électrons envoyés par l'émetteur, se recombinaient avec les trous de la base : tous n'arrivent donc pas sur le collecteur. I_E , donc, comporte un faible courant de trous, I_B , provenant de la base. Celle-ci, pour rétablir son équilibre électrique, puise ce courant dans la source E_2 de la figure 7.

Justification de la dissymétrie collecteur-émetteur

Pour des raisons qui apparaîtront plus loin, il est nécessaire de réduire autant que possible le courant de base, pour un courant d'émetteur donné. On y parvient par trois moyens qui se complètent :

- d'abord, en diminuant l'épaisseur de la base. Ainsi, on diminue les chances de recombinaison des électrons avec des trous, et on permet aux électrons d'atteindre plus vite la jonction de collecteur
- ensuite, en diminuant la densité des trous dans la base. Cette zone du cristal, de type P dans le cas considéré, sera donc faiblement dopée
- enfin, en donnant, à la jonction de collecteur, une surface sensiblement



supérieure (deux ou trois fois) à celle de la jonction d'émetteur. La figure 8 montre alors que même les électrons qui auraient tendance à diverger à partir de l'émetteur, sont captés par le collecteur.

Intérêt pratique de l'effet transistor

Reportons-nous, encore une fois, au schéma de la figure 7, en précisant des ordres de grandeur vraisemblables :

- l'intensité de base atteint $100 \mu A$; on sait, d'autre part, que la jonction émetteur-base, polarisée en direct, fonctionne sous une différence de potentiel voisine de 0,6 volt (cas du silicium). La puissance absorbée par le transistor, dans son circuit de base, est donc :

$$P_B = I_B \cdot V_{BE}$$

$$P_B = 10^{-4} \times 0,6 = 6 \cdot 10^{-5} \text{ watt}$$

- l'intensité de collecteur, dans ces conditions de travail, sera supposée

atteindre 20 mA. Si la source E_2 délivre une tension continue de 10 volts, la puissance commandée par le circuit de collecteur est :

$$P_C = I_C \cdot E_2$$

$$P_C = 2 \cdot 10^{-2} \times 10 = 0,2 \text{ watt}$$

Si on effectue le rapport de ces deux puissances, on trouve :

$$\frac{P_C}{P_B} = \frac{0,2}{6 \times 10^{-5}} = 3\,300$$

La puissance commandée est donc 3 300 fois supérieure à la puissance de commande. Il s'agit là d'un résultat absolument général : l'effet transistor permet de commander des puissances importantes, en ne dépensant qu'une faible puissance de commande.

Remarque Importante

Il n'y a évidemment pas, dans le phénomène que nous venons d'analyser, création d'énergie. Celle qu'on retrouve en sortie doit provenir de quelque part : elle est fournie par les sources qui alimentent le montage. Ce bilan énergétique est souvent mal perçu des électroniciens débutants : nous aurons, dans d'autres articles de cette série, l'occasion d'y revenir en détail.

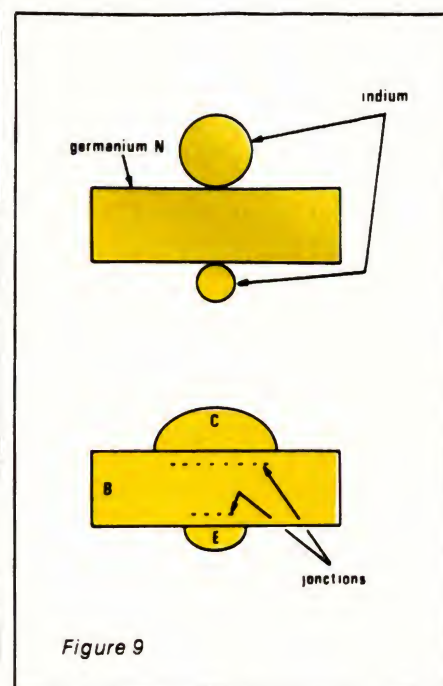
Techniques de fabrication des transistors

Nous terminerons cette étude par l'examen rapide des principales méthodes de fabrication des transistors à jonctions. Certaines d'entre elles, qui ont marqué les débuts de ces techniques, ne présentent plus qu'un intérêt historique.

La méthode par alliage

Elle était, autrefois, très employée pour la fabrication des transistors basse fréquence, et notamment des PNP au germanium. Après avoir purifié celui-ci, on lui ajoutait, à la température de fusion, une quantité connue d'impureté pentavalente, pour former du germanium N.

Par tirage d'un barreau se solidifiant au sortir de la phase liquide, on fabriquait alors un monocristal, découpé ensuite en plaquettes très minces (quelques micromètres d'épaisseur).



Pour réaliser les jonctions de collecteur et d'émetteur, on disposait, sur les deux faces de la plaquette, deux billes d'indium de tailles différentes (figure 9, a) qu'on faisait fondre. L'indium fondu se sature de germanium. Au refroidissement, celui-ci recristallise mais, contaminé par l'indium, il offre une conductibilité de type P (figure 9, b).

La diffusion gazeuse

Elle consiste à chauffer un semi-conducteur, de type P par exemple, dans une atmosphère gazeuse contenant des impuretés pentavalentes. Celles-ci diffusent vers l'intérieur du semi-conducteur, y créant une couche N.

Les méthodes par photogravure

Ce sont actuellement, les plus employés, tant pour les transistors que pour les circuits intégrés. Elles permettent, en particulier, la fabrication des transistors planar, fournissent des bases très minces autorisant l'utilisation aux fréquences élevées, ainsi que des jonctions planes et de grande surface, permettant la dissipation de fortes puissances. Nous détaillons les étapes successives de cette méthode, dans la figure 10.

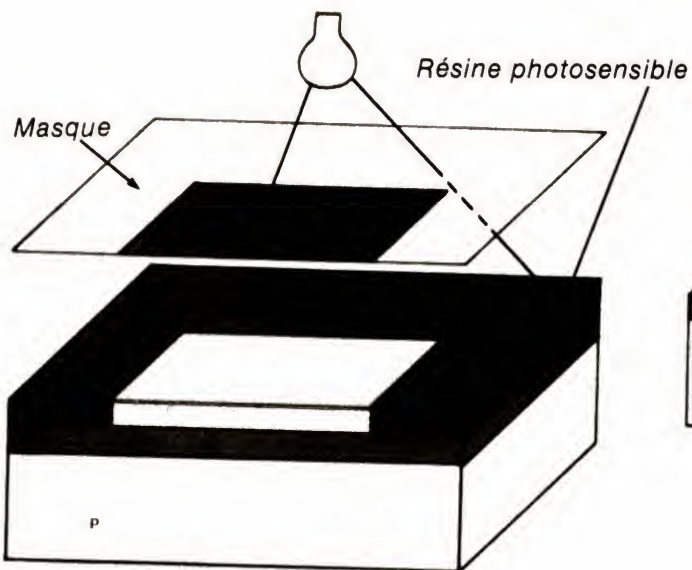
Le substrat de silicium, légèrement dopé en impuretés de type P, est oxydé à $1200^\circ C$ par de l'oxygène pur. Il se forme, sur toute sa surface, une couche de silice SiO_2 (Figure 10, a).



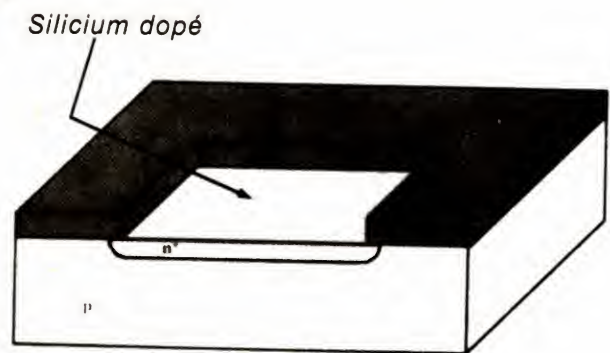
(a)



(d) Couche d'oxyde après gravure chimique.



(b)

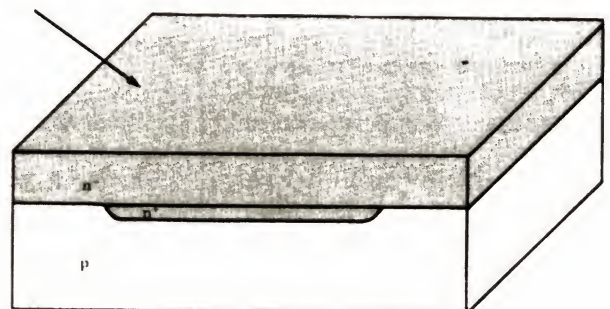


(e)



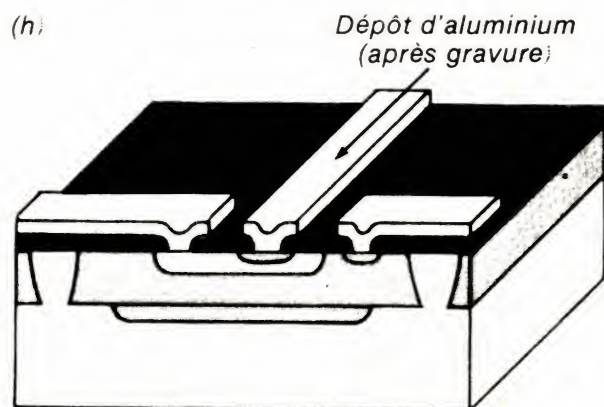
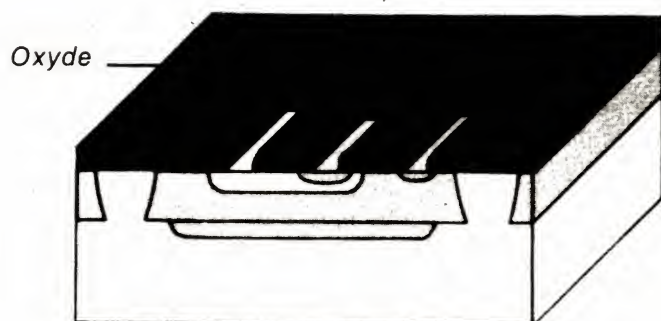
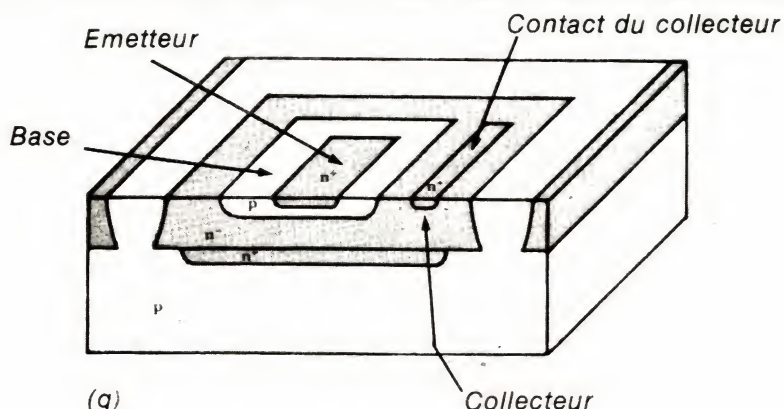
(c) Résine révélée

Couche N déposée par épitaxie



(f)

Figure 10



(i) Le transistor est prêt à recevoir ses connexions de sortie, celles-ci sont effectuées par micro soudure sur les dépôts d'aluminium.

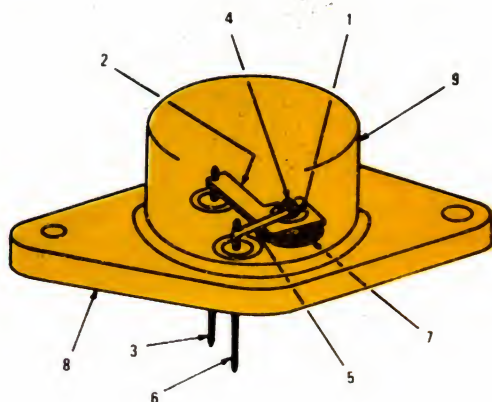


Figure 11

Après avoir recouvert cette silice d'un film photosensible, on pratique l'insolation à travers un masque (figure 10, b). Après passage dans un révélateur, la partie non exposée est dissoute, alors que l'autre subsiste (figure 10, c). On procède, alors, à l'attaque chimique de la silice non protégée, puis on élimine le film sensible, ce qui conduit au résultat de la figure 10, d.

Le support, alors, est traité dans un four, en présence d'impuretés gazeuses de type N (phosphore, arsenic ou anti-moine). Les atomes dopants pénètrent dans le silicium P non protégé, et forment une couche N fortement dopée (N^+), comme le montre la figure 10, e. Cette couche N^+ , très conductrice, servira de connexion pour le collecteur.

La silice restante étant éliminée, on dépose maintenant, par épitaxie, une couche N faiblement dopée (couche N^-), ce qui conduit au résultat de la figure 10, f. Les étapes suivantes consistent en une succession de dépôts de résine photosensible, d'expositions aux ultra-violets et de développements, dont nous n'illustrerons pas tous les détails, nous contentant d'en montrer les résultats. On fabrique ainsi, successivement, une zone P qui formera la base, puis des zones N^+ qui serviront de contacts pour le collecteur et pour l'émetteur (figure 10, g).

Une nouvelle couche de silice, dans laquelle on ménage des fenêtres par photogravure et attaque chimique, est alors déposée sur l'ensemble (figure 10, h), puis recouverte d'aluminium, par évaporation sous vide. Après attaque chimique, on ne garde que trois zones aluminées, destinées à recevoir, par microsoudure, les fils d'émetteur, de base, et de collecteur (figure 10, i). Pratiquement terminé, le transistor ne demande plus qu'à recevoir un boîtier.

La figure 11 montre l'allure d'un transistor de puissance, vu en transparence dans un boîtier TO3. On y distingue : la base (1) ; la liaison métallique (2) et la broche de sortie de la base (3) ; l'émetteur (4), avec sa liaison (5), et sa borne de sortie (6) ; le collecteur (7), qui sort directement par le boîtier (8) ; enfin, le capot protecteur (9).

R. RATEAU